SELEZIONE DI TECNICA 10

RADIO TV HIFI ELETTRONICA

Ottobre 1981
L. 2.500

• Mixer, come e perchè • NOVRAM: le nuove memorie RAM non volatili • Impiego pratico dei circuiti integrati L 120 - L 121 • Come evitare la bruciatura dei transistori "Stripline" • Applicazioni del 50395 • Luci psicolineari a 6 canali • Nuovi prodotti

ABBONARSI. UNA BUONA ABITUDINE.

Abbonarsi è sempre una buona abitudine, ma ciò vale ancora di più se le riviste sono JCE.
I motivi sono semplici.

Abbonandosi, **si ricevono le riviste preferite a casa propria almeno una settimana prima** che le stesse appaiano in edicola.

Si ha la **certezza di non perdere alcun numero** (c'è sempre qualche cosa d'interessante nei numeri che si perdono...) Il nostro ufficio abbonamenti, infatti, rispedisce tempestivamente eventuali copie non giunte, dietro semplice segnalazione anche telefonica.

Si risparmia fino al 35% e ci si pone al riparo da futuri aumenti di prezzo pressoché certi in questa situazione di mercato.

Ma le **riviste JCE offrono** anche **di più**: **la carta GBC 1982**, per esempio, un privilegio che dà diritto a sconti speciali su determinati prodotti.

I migliori libri di elettronica italiani **con lo sconto del 30%**. Oppure, durante tutto l'anno, con lo sconto del 10% e ciò vale anche per le novità.

Diritto a ricevere preziosissime opere, qualche esempio: il **3° volume degli Appunti di Elettronica,** la pubblicazione a fascicoli che ha riscontrato grandissimo favore.
Le nuove **Schede di Riparazione TV** tanto utili a tecnici e ad autodidatti.

Il Manuale dell'elettronico, un volume di pratica consultazione con nomogrammi, tabelle e formule per calcolare in modo facile e veloce.

Concludendo, se siete interessati all'elettronica entrate anche voi nella élite degli abbonati alle riviste JCE. Una categoria di privilegiati.

Dimenticavamo, **a tutti coloro che rinnoveranno o sottoscriveranno un nuovo abbonamento, la JCE invierà** un altro dono: **un volume di 30 programmi in Basic per i primi ed una Guida ai Microprocessori a 16 Bit** per i secondi.

E... infine **la possibilità di vincere milioni in premi** partecipando al favoloso Concorso.

Abbonarsi alle riviste JCE **è proprio un affare!**

... SE LE RIVISTE SONO JCE ANCHE UN AFFARE.

Campagna Abbonamenti 1982 - Spedizione in Abb. postale Gruppo III/70

23 PROPOSTE A
TUTTE VAN

Ogni rivista JCE è "leader" indiscusso nel settore specifico, grazie alla ultra venticinquennale tradizione di serietà editoriale.

Sperimentare è la più fantasiosa rivista italiana per appassionati di autocostruzioni elettroniche. Una vera e propria miniera di "idee per chi ama far da sé". I migliori progetti sono disponibili anche in kit.

Selezione di Tecnica è da decenni la più apprezzata e diffusa rivista italiana di elettronica per tecnici, studenti e operatori. È considerata un testo sempre aggiornato. Dal 1982 si caratterizzerà di più come raccolta del meglio pubblicato sulla stampa tecnica internazionale.

Elektor, la rivista edita in tutta Europa che interessa tanto lo sperimentatore quanto il professionista di elettronica. Elektor stimola i lettori a seguire da vicino ogni progresso in elettronica e fornisce i circuiti stampati dei montaggi descritti.

Millecanali la prima rivista italiana di broadcast, creò fin dal primo numero scalpore ed interesse. Oggi, grazie alla sua indiscussa professionalità, è la rivista che "fa opinione" nell'affascinante mondo delle radio e televisioni.

Il Cinescopio, l'ultima nata delle riviste JCE è in edicola dal 1981. La rivista tratta mensilmente i problemi dell'assistenza radio TV e dell'antennistica. Un vero strumento di lavoro per i radioteleriparatori, dai quali è largamente apprezzata.

Queste condizioni sono valide fino al **28.2.1982**

Dopo tale data sarà possibile sottoscrivere abbonamenti solo alle normali tariffe e si perderà il diritto ai privilegi.

PROPOSTE	TARIFFE	PRIVILEGI
1) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE**	**L. 19.500** anzichè L. 24.000 (estero L. 29.500)	- Indice 1981 di Sperimentare - Carta GBC 1982
2) Abbonamento annuo a **SELEZIONE**	**L. 23.000** anzichè L. 30.000 (estero L. 33.000)	- Indice 1981 di Selezione - Carta GBC 1982
3) Abbonamento annuo a **ELEKTOR**	**L. 24.000** anzichè L. 30.000 (estero L. 34.000)	- Indice 1981 di Elektor - Carta GBC 1982
4) Abbonamento annuo a **CINESCOPIO**	**L. 24.500** anzichè L. 30.000 (estero L. 34.500)	- Carta GBC 1982
5) Abbonamento annuo a **MILLECANALI**	**L. 29.000** anzichè L. 36.000 (estero L. 42.000)	- Carta GBC 1982
6) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE**	**L. 40.500** anzichè L. 54.000 (estero L. 59.500)	- Appunti di Elettronica vol. III - Indice 1981 di Sperimentare - Indice 1981 di Selezione - Carta GBC 1982
7) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + ELEKTOR**	**L. 41.500** anzichè L. 54.000 (estero L. 60.500)	- Appunti di Elettronica vol. III - Indice 1981 di Sperimentare - Indice 1981 di Elektor - Carta GBC 1982
8) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO**	**L. 42.000** anzichè L. 54.000 (estero L. 61.000)	- Nuove schede di riparazione TV - Indice 1981 di Sperimentare - Carta GBC 1982
9) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + ELEKTOR**	**L. 45.000** anzichè L. 60.000 (estero L. 64.000)	- Appunti di Elettronica vol. III - Indice 1981 di Selezione - Indice 1981 di Elektor - Carta GBC 1982
10) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 45.500** anzichè L. 60.000 (estero L. 64.500)	- Nuove schede di riparazione TV - Indice 1981 di Selezione - Carta GBC 1982
11) Abbonamento annuo a **ELEKTOR + CINESCOPIO**	**L. 46.500** anzichè L. 60.000 (estero L. 65.500)	- Nuove schede di riparazione TV - Indice 1981 di Elektor - Carta GBC 1982
12) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 50.000** anzichè L. 66.000 (estero L. 72.000)	- Indice 1981 di Selezione - Carta GBC 1982
13) Abbonamento annuo a **ELEKTOR + MILLECANALI**	**L. 51.000** anzichè L. 66.000 (estero L. 73.000)	- Indice 1981 di Elektor - Carta GBC 1982
14) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR**	**L. 62.000** anzichè L. 84.000 (estero L. 92.500)	- Appunti di Elettronica vol. III - Manuale dell'elettronico - Indice 1981 di Sperimentare - Indice 1981 di Selezione - Indice 1981 di Elektor - Carta GBC 1982

Attenzione: per i versamenti **utilizzare il modulo di conto corrente postale** inserito in questo fascicolo.

ABBONAMENTO.
TAGGIOSE.

A tutti coloro che rinnovano l'abbonamento ad almeno una rivista JCE verrà inviato il volume **"30 programmi in Basic"**.

PROPOSTE	TARIFFE	PRIVILEGI
15) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 63.000** anzichè L. 84.000 (estero L. 93.000)	- Appunti di Elettronica vol. III - Nuove schede di riparazione TV - Indice 1981 di Sperimentare - Indice 1981 di Selezione - Carta GBC 1982
16) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + ELEKTOR + CINESCOPIO**	**L. 68.000** anzichè L. 84.000 (estero L. 98.000)	- Appunti di Elettronica vol. III - Nuove schede di riparazione TV - Indice 1981 di Selezione - Indice 1981 di Elektor - Carta GBC 1982
17) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + ELEKTOR + CINESCOPIO**	**L. 64.000** anzichè L. 84.000 (estero L. 94.000)	- Appunti di Elettroica vol. III - Nuove schede di riparazione TV - Indice 1981 di Sperimentare - Indice 1981 di Elektor - Carta GBC 1982
18) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 67.500** anzichè L. 90.000 (estero L. 97.500)	- Appunti di Elettronica vol. III - Manuale dell'elettronico - Indice 1981 di Sperimentare - Indice 1981 di Selezione - Carta GBC 1982
19) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + MILLECANALI + CINESCOPIO**	**L. 72.500** anzichè L. 84.500 (estero L. 105.500)	- Appunti di Elettronica vol. III - Nuove schede di riparazione TV - Indice 1981 di Selezione - Carta GBC 1982
20) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + CINESCOPIO**	**L. 83.000** anzichè L. 114.000 (estero L. 123.000)	- Appunti di Elettronica vol. III - Manuale dell'elettronico - Nuove schede di riparazione TV - Indice 1981 di Sperimentare - Indice 1981 di Selezione - Indice 1981 di Elektor - Carta GBC 1982
21) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + MILLECANALI**	**L. 87.500** anzichè L. 120.000 (estero L. 130.500)	- Appunti di Elettronica vol. III - Manuale dell'elettronico - Nuove schede di riparazione TV - Indice 1981 di Sperimentare - Indice 1981 di Selezione - Indice 1981 di Elektor - Carta GBC 1982
22) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI + CINESCOPIO**	**L. 88.000** anzichè L. 120.000 (estero L. 131.000)	- Appunti di Elettronica vol. III - Manuale dell'elettronico - Nuove schede di riparazione TV - Indice 1981 di Sperimentare - Indice 1981 di Selezione - Carta GBC 1982
23) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 108.000** anzichè L. 150.000 (estero L. 161.000)	- Appunti di Elettronica vol. III - Manuale dell'elettronico - Nuove schede di riparazione TV - Indice 1981 di Sperimentare - Indice 1981 di Selezione - Indice 1981 di Elektor - Carta GBC 1982

A tutti coloro che sottoscriveranno l'abbonamento, per la prima volta, ad almeno una delle riviste JCE, sarà inviata la **"Guida ai Microprocessori a 16 Bit"**.

IMPORTANTE coloro che hanno già in corso abbonamenti a riviste JCE scadenti dopo il mese di aprile 1982 riceveranno i privilegi previsti da questa campagna abbonamenti e parteciperanno alle estrazioni del Concorso Abbonamenti 1982.

240 FAVOL
SOLO PER GI

OSI PREMI.
LI ABBONATI.

Con la campagna abbonamenti 1982 ritorna il Grande Concorso Abbonamenti JCE, dotato di premi sempre più ricchi, sempre più stimolanti. Molti di voi sono già stati tra i fortunati vincitori delle passate edizioni, altri potranno esserlo ora. Partecipare è facile, basta sottoscrivere l'abbonamento alle riviste JCE entro il 28.2.1982 e ... aspettare fiduciosi. Esiste, però, anche la possibilità di aiutare la fortuna a bussare alla vostra porta (in questo caso al vostro codice di abbonati). Come? ... Semplice! Basta abbonarsi a più riviste. L'abbonato a due riviste, infatti, ha diritto, per il sorteggio, all'inserimento del suo codice due volte, quindi doppia possibilità di vincita. L'abbonato a tre riviste avrà tripla possibilità di vincita ecc. Cosicché l'abbonato a tutte le riviste avrà diritto a ben cinque inserimenti e quindi a cinque possibilità di vincita. Insomma la differenza che c'è tra l'acquistare uno solo o cinque biglietti di una lotteria particolare, riservata ad una ristretta e privilegiata élite, quella degli abbonati JCE. Stimolante vero? Allora non perdete altro tempo! Utilizzate l'apposito modulo di conto corrente postale inserito in questo fascicolo o inviate direttamente l'importo al nostro ufficio abbonamenti. Non ve ne pentirete! Effettuate i versamenti oggi stesso, vi assicurerete così la certezza di ricevere tempestivamente le riviste già dai primi numeri del nuovo anno, evitando i disguidi dovuti al ritardo con cui i competenti uffici PT trasmettono i conti correnti postali.

I PREMI

1° PREMIO
Sistema di videoregistrazione portatile a cassette "SONY"

2° PREMIO
Videoregistratore a cassette "SONY" Betamax SL-C7 moviola.

3° e 4° PREMIO
Oscilloscopio doppia traccia "Unaohm" Mod. G4001B.

5° PREMIO
Televisore a colori "GELOSO" 27" Mod. 27-105

6° PREMIO
Televisore a colori portatile "GBC" 14" Mod. Jonny

7° PREMIO
Personal Computer "Commodore" VIC 20.

DALL'8° AL 15° PREMIO
Multimetro digitale "SOAR" Mod. MC545.

DAL 16° AL 20° PREMIO
Personal Computer "SINCLAIR" ZX-80

DAL 21° AL 30° PREMIO
Lettore stereo di cassette "Gelosino" Mod. GHPS100.

DAL 31° AL 40° PREMIO
Orologio al quarzo "COSTANTIN" Mod. Locarno.

DAL 41° AL 140° PREMIO
Abbonamento omaggio 1983 ad una delle riviste JCE.

DAL 141° AL 240° PREMIO
Buono del valore di L. 20.000 per l'acquisto di libri JCE

IL REGOLAMENTO

1) L'editrice JCE promuove un concorso a premi in occasione della campagna abbonamenti 1982. 2) Per partecipare al concorso è sufficiente sottoscrivere un abbonamento 1982 ad almeno una delle cinque riviste JCE. 3) È condizione essenziale per l'ammissione alla estrazione dei premi sottoscrivere gli abbonamenti entro e non oltre il 28.2.1982. 4) Gli abbonati a più riviste JCE avranno diritto all'inserimento del proprio nominativo, per l'estrazione, tante volte quante sono le riviste cui sono abbonati. 5) L'estrazione dei premi indicati in questo annuncio avverrà presso la sede JCE entro il 31.5.1982. 6) L'estrazione dei 240 premi del concorso si svolgerà in un'unica soluzione. 7) L'elenco dei vincitori e dei premi in ordine progressivo, sarà pubblicato subito dopo l'estrazione sulle riviste Sperimentare, Selezione di Tecnica, Millecanali, Elektor e Il Cinescopio. La JCE, inoltre, ne darà comunicazione scritta ai singoli vincitori. 8) I premi verranno consegnati agli aventi diritto, entro 60 giorni dalla data di estrazione. 9) I dipendenti, i loro parenti, i collaboratori della JCE sono esclusi dal concorso.

AUT. MIN. CONC.

SCONTO 30%

* Gli abbonati ad una **sola rivista** JCE possono ordina
* Gli abbonati a **due riviste** JCE possono ordinare
*Gli abbonati a **tre o più riviste** JCE possono ordin

Cod. 7001
L. 7.500
(Abb. 5.250)

Cod. 7000
L. 10.000
(Abb. 7.000)

Cod. 701P
L. 18.500
(Abb. 12.950)

Cod. 702H
L. 9.500
(Abb. 6.650)

Cod. 2000
L. 7.000
(Abb. 4.900)

Cod. 6011
L. 6.000
(Abb. 4.200)

Cod. 703D
L. 6.000
(Abb. 4.200)

Cod. 2002
L. 8.400
(Abb. 5.900)

Cod. 2300
L. 8.000
(Abb. 5.600)

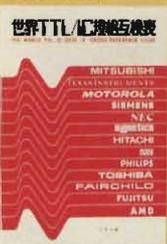
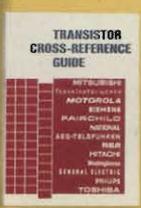
Cod. 203A
L. 7.000
(Abb. 4.900)

Cod. 201A
L. 15.000
(Abb. 10.500)

Cod. 202A
L. 14.000
(Abb. 9.800)

Cod. 204A
L. 34.500
(Abb. 24.150)

Cod. 6005
L. 5.000
(Abb. 3.500)

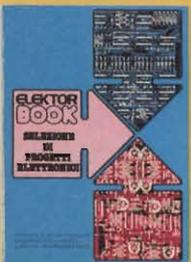
Cod. 6010
L. 20.000
(Abb. 14.000)

Cod. 6007
L. 8.000
(Abb. 5.600)

Cod. 6006
L. 5.000
(Abb. 3.500)

Cod. 6112
L. 2.000
(Abb. 1.400)

Cod. 607H
L. 20.000
(Abb. 14.000)

Cod. 608H
L. 15.000
(Abb. 10.500)

Cod. 609H
L. 10.000
(Abb. 7.000)

Cod. 6008
L. 9.000
(Abb. 6.300)

Cod. 6009
L. 12.500
(Abb. 8.750)

Cod. 606D
L. 8.000
(Abb. 5.600)

Cod. 601B
L. 8.600
(Abb. 6.000)

Cod. 610B
L. 22.000
(Abb. 15.400)

Cod. 605B
L. 15.000
(Abb. 10.500)

Cod. 8002
L. 4.500
(Abb. 3.150)

Cod. 8003
L. 6.000
(Abb. 4.200)

Cod. 604H
L. 14.000
(Abb. 9.800)

Cod. 602B
L. 15.000
(Abb. 10.500)

Cod. 603B
L. 15.000
(Abb. 10.500)

Cod. 8000
L. 4.000
(Abb. 2.800)

Cod. 8001
L. 6.000
(Abb. 4.200)

% SUI LIBRI*.

e fino ad un massimo di **3 libri** con lo sconto del 30%.
no ad un massimo di **6 libri** con lo sconto del 30%.
e libri con sconto 30% **senza limitazione** di numero.

Per ordinare questi libri utilizzare l'apposita cedola di commissione libraria. **L'OFFERTA È VALIDA SOLO FINO AL 28/2/1982.** Dopo tale data gli abbonati avranno comunque diritto allo sconto del 10% su tutti i libri JCE, novità comprese. I libri elencati possono essere ordinati anche dai non abbonati, utilizzando la stessa cedola di commissione libraria. In questo caso, naturalmente, non si avrà diritto a sconto alcuno.

EDITORE
Jacopo Castelfranchi
DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi
DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga
DIRETTORE TECNICO
Piero Soati
COORDINATORE
Gianni De Tomasi
CAPO REDATTORE
Sergio Cirimbelli
REDAZIONE
Daniele Fumagalli
Marta Menegardo
Tullio Lacchini
GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli
FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio
PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Filippo Pipitone
Angelo Cattaneo
Lorenzo Barrile
CONTABILITA'
Roberto Ostelli
Maria Grazia Sebastiani
Antonio Taormino
DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Patrizia Ghioni
Rosella Cirimbelli
Luigi De Cao
CORRISPONDENTE DA ROMA
Gianni Brazioli
COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Lodovico Cascianini
Sandro Grisostolo
Giovanni Giorgini
Amadio Gozzi
Michele Michelini
Gloriano Rossi
Domenico Serafini
Lucio Visintini
Giuseppe Contardi
Vita Calvaruso
PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
Reina & C. S.r.l.
Via Washington, 50 - 20149 Milano
Tel. (02) 495004 - 495352
495529 - 482548
Telex 316213 REINA I
Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552
DIREZIONE, REDAZIONE, AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641
SEDE LEGALE
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73
STAMPA
Litosole - 20080 Albairate (Milano)
DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma
Spediz. in abbon. post. gruppo III/70
Prezzo della Rivista L. 2.500
Numero arretrato L. 3.500
Abbonamento annuo L. 30.000
Per l'estero L. 30.500
I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno circolare cartolina vaglia o utilizzando il c/c postale numero 315275
Per i cambi d'indirizzo allegare alla comunicazione l'importo di L. 500, anche in francobolli, e indicare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica Italiana

Sommario

I NOSTRI LIBRI DI SCUOLA.

In 30 anni di attività, Scuola Radio Elettra ha specializzato più di 400 mila giovani in tutta Europa, facendone dei tecnici qualificati.
Alla base di questi positivi risultati sta **la validità del metodo di insegnamento.** Esso non si limita ad una completa ed approfondita preparazione teorica, ma consente all'allievo di sperimentare e verificare praticamente quanto apprende, costruendo strumenti ed apparecchiature che interessano il suo settore professionale.

I gruppi delle lezioni sono infatti corredati da una serie di materiali che costituiscono una ricchissima dotazione e restano di proprietà dell'allievo al termine dei corsi.

Con il metodo di insegnamento Scuola Radio Elettra, quindi, teoria e pratica procedono insieme e al valore del metodo si aggiunge quello dei materiali, tutti di altissimo livello qualitativo.
Il metodo Scuola Radio Elettra è comodo perché studi a casa tua senza interrompere altre attività; **è pratico** perchè sei tu stesso a regolare l'intensità e la durata del corso; **è vantaggioso** perchè paghi solo al ricevimento di ogni singola lezione.
Scegli tra questi corsi quello che ritieni più interessante e più adatto alle tue aspirazioni.
Se desideri ricevere informazioni più dettagliate, compila e spedisci questa cartolina. Riceverai gratuitamente e senza impegno una splendida documentazione a colori.

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)
RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.
CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE
PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE - LINGUE.
CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)
SPERIMENTATORE ELETTRONICO
particolarmente adatto per i giovanissimi.

Se vuoi informazioni dettagliate su uno o più corsi, compila e spedisci questa cartolina. Riceverai gratuitamente e senza impegno una splendida documentazione a colori.

Al termine di ogni corso, Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la tua preparazione.

CANARD

Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/H62
10126 Torino

perché anche tu valga di più

PRESA D'ATTO DEL MINISTERO DELLA PUBBLICA ISTRUZIONE N. 1391

La Scuola Radio Elettra è associata alla **A.I.S.CO.**
Associazione Italiana Scuole per Corrispondenza per la tutela dell'allievo.

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

SCUOLA RADIO ELETTRA Via Stellone 5/H62 10126 TORINO
INVIATEMI, GRATIS E SENZA IMPEGNO, TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO
DI
Nome
Cognome
Professione Età
Via
N.
Località
Cod. Post. Prov.
Motivo della richiesta: per hobby ☐ per professione o avvenire ☐

Tagliando da compilare, ritagliare e spedire in busta chiusa (o incollato su cartolina postale)

Un gruzzoletto ...

... in più al mese non disturba nessuno, anzi. Per i nostri lettori che sanno quanto basta di matematica, di elettronica, magari di discipline amministrative, in breve che hanno una formazione tecnica, si aprono orizzonti di guadagno nel tempo libero tutt'altro che disprezzabile.

Una trentina di anni fa tecnici arrotondavano lo stipendio divertendosi a costruire in casa gli apparecchi radio con le scatole di montaggio, vendendoli poi ad amici e parenti. Non pochi trasformarono il riempitivo in occupazione principale. Oggi c'è qualcosa di molto più moderno, più soddisfacente e più lucroso. Stiamo parlando dell'assistenza a chi usa il personal computer. Questa veramente grossa novità della disponibilità universale del computer si va rapidamente diffondendo fra tutte le categorie di operatori economici singoli o di aziende di piccole dimensioni. Non c'è professionista o negoziante o artigiano che non intenda l'indispensabilità del computer. Fra pochissimi anni l'apparecchio sarà diffuso come il telefono e la macchina da scrivere ma ... come posso farne uso redditizio? Questa è la domanda che sale spontanea in chi vuole procurarsi l'apparecchio. Chi mi aiuta a predisporre la macchina per le "mie" necessità? Chi è capace di programmarla?

Ecco dunque nascere il tecnico che soccorre gli utenti del computer. Caro lettore, ti sentiresti capace di imboccare questa strada, magari a piccoli passi per incominciare? Tieni presente che il futuro è denso di possibilità. Avvia un'indagine fra i conoscenti, che possono estendersi dal tuo dentista al negozio dove compri gli abiti, e scopri chi potrebbe diventare cliente dall'acquisto della macchina in poi. Ti costruisci in tal modo una rete di consulenze che puoi esercitare come attività secondaria nelle ore libere, o a tempo pieno se le cose assumono sufficienti dimensioni.

newsletter

Scendono i costi dei televisori

Televisori in bianco-nero da 12 pollici e TVC da 14 pollici saranno messi prossimamente in vendita in Gran Bretagna ad un prezzo al dettaglio di 60 e 200 sterline rispettivamente da una società di nuova costituzione. La Network Industry, questo il nome della neo-costituita azienda, ha già iniziato la produzione dei piccoli televisori in bianco/nero a Bradford in un impianto costoso circa 4,5 miliardi di lire. Essa impiega attualmente una cinquantina di persone che dovrebbero salire gradatamente a circa 200. Il target produttivo è stato fissato in 120 mila pezzi, pari a circa il 10% di tutto il mercato interno degli apparecchi televisivi monocromatici. La fabbricazione dei TVC dovrebbe inziarsi nei prossimi mesi. Di 40000 il target produttivo annuo. Entrambi le linee di apparecchi saranno distribuiti dalla Network Marketing, una società consorella della Network Industry la quale ha in programma l'espansione in altri settori del consumer. La Network Marketing opera da anni nel campo della distribuzione al dettaglio con una rete indipendente di negozi e di supermercati. La società, tra l'altro, vende televisori in B/N importati dalla Turchia e dal Sud Corea.

Stazioni terrene programmate per l'accesso automatico

La Scientific Atlanta fornirà alla Cox Broadcasting Corporation cinque stazioni terrene per il Broadcast via satellite.

Trattasi di impianti con antenne da 7 a 10 metri, esposte per la prima volta in occasione dell'esposizione organizzata dalla National Association of Broadcasters nello scorso aprile. Le stazioni offrono un elevato livello di posizionamento e si prestano a venire programmate automaticamente per accedere alla ricezione dei programmi diffusi dai satelliti. La Scientific Atlanta è un primario costruttore internazionale di apparecchiature per le telecomunicazioni via satellite, la televisione via cavo, l'energy management ed i servizi casalinghi di sicurezza nonché di strumentazione di misura.

La Sony sviluppa una macchina fotografica senza pellicola

Una macchina fotografica che invece della normale pellicola usa un piccolissimo dischetto magnetico, funzionante sugli stessi principi dei supporti diffusi negli ambienti EDP, per la memorizzazione delle immagini, è stata sviluppata dalla Sony. Il prototipo di questa rivoluzionaria minimacchina è stato presentato a Tokyo nel corso di una dimostrazione durante la quale la casa realizzatrice ha fornito le seguenti illustrazioni. Unica nel suo genere al mondo la macchina pesa circa 900 grammi ed utilizza uno speciale circuito ad accoppiamento di carica per la lettura delle immagini catturate dalle lenti e convertibili in segnali elettronici. Le immagini vengono registrate sul minuscolo disco dal quale, senza alcun processo chimico ma servendosi di un dispositivo playback appositamente realizzato, possono venire istantaneamente proiettate su un televisore. Il dischetto si presta a venire cancellato e riutilizzato, esso può essere estratto ed inserito nella macchina che provvede automaticamente ad individuare il punto di interruzione della precedente registrazione. È nei programmi della Sony progettare anche una stampante per la riproduzione a colori. Passerà ancora un anno e mezzo prima che la società nipponica introduca sul mercato questo prodotto. I prezzi indicati: 150 mila yens (ogni yens vale 5,4 lire) per la macchina fotografica, 50 mila yens per l'unità playback e 600 yens per i dischetti ciascuno dei quali è capace di 50 immagini. La qualità delle fotografie non ha soddisfatto tutti ma i tecnici della Sony hanno detto che essa sarà migliorata prima di arrivare sul mercato.

Vendite record per la Matsushita

Per la sesta volta consecutiva la Matsushita Electric Industrial si appresta a chiudere la gestione con aumenti sia nelle vendite che negli utili. Nel primo semestre di attività, chiuso il 20 maggio scorso, il gruppo nipponico ha realizzato vendite per $ 6,9 miliardi (+18%) ed un utile netto di $ 303 milioni (+22%). A fine esercizio la Matsushita, un arcipelago industriale formato da 94 consociate fra cui spicca la Victor Company of Japan (JVC), dovrebbe evidenziare un fatturato ed utili consolidati rispettivamente in aumento del 16 e del 19% rispetto al precedente esercizio. I prodotti video sono quelli fra i più venduti dalla società. I soli VTR concorrono già ora a formare il 18,5% del fatturato complessivo, quasi il doppio di quanto garantito dai TVC. Per potenziare l'attività nell'area dei videoregistratori negli altri settori industriali la Matsushita ha deciso in quest'esercizio investimenti per oltre 1.000 miliardi di lire in luogo dei 650 miliardi dello scorso anno.

Nel 1985 la TV via satellite anche in Italia

La proposta è stata fatta recentemente dalla ZDF, l'ente radiotelevisivo pubblico della Germania Federale. Quando diverrà operativa, i paesi europei potranno disporre di un programma televisivo comune che verrà irradiato da uno dei cinque canali satellite geostazionario Tv-Sat che la Repubblica Federale Tedesca metterà in orbita nell'agosto 1984 e che fa parte di un progetto con la Francia. Il programma sarà ricevuto simultaneamente dalla Scandinavia all'Italia, dai Pirenei agli Urali mediante una piccola antenna, a forma parabolica, del diametro di 60-90 centimetri, che fra cinque anni al massimo comincerà ad apparire sul mercato internazionale. L'entrata in funzione del satellite tedesco sarà inevitabilmente anticipata dall'immissione sul mercato europeo di queste particolari antenne di ricezione che dovrebbero costare circa 500 mila lire.

Il progetto della ZDF non è l'unico. Altri enti televisivi di vari paesi hanno messo in cantiere numerosi analoghi programmi televisivi da satellite, affidandone la realizzazione a diverse società.

Cosa significherà tutto questo per l'Italia? Che tra qualche anno, una volta in orbita il satellite L-Sat al cui progetto l'Italia partecipa con una quota considerevole, si potranno sommare ancora cinque canali a quelli attualmente in dotazione alla Rai e alle stazioni private.

VCR ultracompatti: una generazione che si farà aspettare

Da almeno sei mesi a questa parte le maggiori industrie nipponiche del consumer elettronico hanno annunciato nuovi tipi di videoregistratori, caratterizzati rispetto alla generazione attualmente in commercio, da una grande compatezza e dall'integrazione nello stesso sistema sia del videoregistratore a cassetta vero e proprio sia della telecamera. I precoci annunci sono stati interpretati come un segno di volontà da parte degli industriali nipponici del settore di raggiungere un consenso sugli standards dei modelli della nuova generazione, evitando quella biforcazione alla quale si sta oggi assistendo per i VCR con cassette da 1/2 pollice (nei sistemi compatti il nastro misura la metà) di cui esistono due distinte versioni (la VHS e la Beta) fra loro incompatibili. I formati salgono a tre aggiungendovi quello sviluppato dalla Philips. I nuovi modelli di VCR da un quarto di pollice presentano differenziazioni fra loro ed inoltre risultano incompatibili con gli esistenti sistemi da 1/2 pollice. Il maggior problema di standardizzazione riguarderà sicuramente i nastri dove si conta di riuscire a far coesistere tipi diversi, così come avviene per le audiocassette. La competitività del VCR compatto e quindi il suo grado di desiderabilità dipenderà dal prezzo e dalle funzionalità che i produttori sapranno o vorranno inserire nei nuovi apparecchi, in aggiunta alle fondamentali e combinate capacità di ripresa e di registrazione. Il prezzo sarà senz'altro un elemento determinante nelle decisioni di acquisto.

Con la produzione su vasta scala delle telecamere allo stato solido e degli altri principali componenti assiemati nell'apparecchio si prevede di contenere i costi fra i 500 ed i 1000 dollari. L'appuntamento con il mercato è previsto intorno al 1985. L'industria non ha fretta. Attualmente essa sta copiosamente raccogliendo i frutti degli investimenti fatti nei VCR da 1/2 pollice e gli affari vanno così bene che non vale la pena creare turbative.

Un logo nuovo per la Sony

Circa 30.000 disegnatori, fra dilettanti e professionisti, hanno risposto ad un concorso indetto dalla Sony Corp. per la proposizione di un nuovo logo da utilizzare durante gli anni ottanta per designare la società.

Perché questo mutamento strettamente collegato all'immagine della multinazionale su tutti i mercati del mondo? È da vent'anni che l'attuale logo è in uso e avrebbe potuto continuare a venire utilizzato per un periodo altrettanto lungo. Ma gli esperti in relazione pubbliche e nel disegno industriale del gruppo nipponico lo ritengono "un pochino poco adatto agli anni Ottanta". Da qui il concorso, indetto in occasione del 35° anniversario della Sony. Dei 30 mila disegni proposti sono stati selezionati, in un primo momento 59, e successivamente, i tre finali (qui prodotti) ai quali sono andati lauti premi, mediamente più di 21 mila dollari a testa. I vincitori sono di nazionalità rispettivamente tedesca, australiana ed americana. Tanto lavoro però non troverà per adesso alcun coronamento pratico. Il cambiamento del logo cioé non sarà immediato né per domani. Le tre proposte resteranno quindi in un cassetto in attesa del momento propizio.

newsletter

USA: la migliore annata (il 1981) per i TVC

Notizie ugualmente confortanti sull'ottimo stato di salute del mercato mondiale dei prodotti video sono venuti al Consumer Electronic Show di Chicago. Essa ha, innanzittutto, confermato il felice momento che sta attraversando la TVC. Con vendite stimate in 11 milioni di pezzi il 1981 passerà alla storia come la migliore annata per gli Stati Uniti. Un mercato saturo (83,5 milioni di case equippaggiate) è riuscito a ritrovare un dinamismo insperato, reso possibile in primo luogo dalla mutata fisionomia in questi ultimi 12-15 mesi assunta dal televisore: non più strumento di solo divertimento ma anche mezzo di utilità sociale e commerciale. Il ricambio trova infatti spiegazioni riconducibili per lo più a questo fenomeno.

L'attuale euforia trova poi sostegno nell' estesa gamma di sistemi periferici che direttamente o indirettamente contornano il TVC: videoregistratori, videodischi, personal computer, videogames, nuove apparecchiature di alta fedeltà e così via. Per i VCR lo show di Chicago ha confermato una situazione di cui non si conoscono i connotati precisi ma che supera le più ottimistiche previsioni formulate negli scorsi anni. Senza peraltro che ci siano in vista segnali di stanca. Anzi, hanno rilevato alcuni esponenti presenti al Salone, con l'arrivo dei videoregistratori portatili integranti la telecamera, la domanda conoscerà una ulteriore espansione. Buone anche le prospettive dei sistemi di proiezione televisiva. Sul mercato americano le vendite di queste apparecchiature dovrebbero quest'anno raddoppiare rispetto al 1979 (da 50 a 100 mila pezzi) e salire ancora del 30-40% nel 1982.

VCR: dilemma difficile da sciogliere

Potrà mai l'Europa competere con i giapponesi in quello che diventerà tra breve il più importante prodotto del mercato mondiale del consumer, sostituendosi addirittura al televisore a colori? Oppure dovrà il Giappone dilatare la sua presenza commerciale mediante l'espansione all'estero della capacità industriale in modo da rispondere così ad una crescente domanda del mercato e, in pari tempo, ad una sempre più sentita richiesta di protezionismo? Allo scioglimento di questo dilemma sono interessati in primo luogo i giapponesi i quali controllerebbero circa il 90% del consumo mondiale di videoregistratori a cassette, stimato quest'anno in oltre 8 milioni di pezzi in luogo dei 7 milioni preventivati nel gennaio scorso. Il dominio giapponese ha già provocato da parte americana ed europea una certa reazione, senza peraltro alcun evidente riflesso frenante sul flusso delle importazioni che al contrario è in continuo aumento (esso viene valutato quest'anno in più di 1000 miliardi di lire per ciascuna delle due aree). Ma alla lunga il dominio tecnologico e commerciale giapponese, si ritiene, potrebbe indurre le autorità politiche dei due blocchi a misure protettive tali da mettere seriamente in difficoltà l'aspetto produttivo nipponico nel quale si stima sono stati investiti a tutt'oggi circa 1200 milioni di dollari. Anche per questa ragione l'industria giapponese sta correndo ai ripari ed ha programmato per i prossimi anni una serie di investimenti nei Paesi maggiormente consumatori di VCR cercando, a quanto viene dato di sapere il consenso di qualche industria locale, da associare nell'impresa. Un espediente per rendere il più nazionale possibile l'investimento ma un accorgimento anche per suddividere il costo dell'operazione. Per sua natura il videoregistratore è un prodotto molto complesso; la sua costruzione richiede l'assemblaggio di circa 3000 componenti ed una struttura produttiva molto sofisticata. Da cui la necessità di consistenti spese in conto capitale.

il TV del 2000 sarà Via Cavo

"Se vogliamo davvero una società migliore dobbiamo semplicemente smettere di sprecare energia, intasare le strade, mantenere in funzione servizi che non servono a nulla ...". Sembra il proclama di un politico e come tutti i proclami ha una sua ricetta infallibile: questa volta per ottenere una società migliore serve invece solo il cavo del telefono. Per quello stesso cavo si fanno passare decine di programmi televisivi e il gioco è fatto. "Il cavo ci permette di realizzare un mondo migliore" dice Mike Dann, scrutando il futuro delle telecomunicazioni. Dann è ritenuto un grosso esperto di questo campo. Considera questo tipo di mass media il suo personale credo politico-religioso. "Per adesso siamo arrivati con il cavo al punto in cui eravamo con la televisione via antenna degli inizi, dei primi tentativi: quando cioé la nostra idea di un programma televisivo era un programma radiofonico che si potesse anche vedere. Con il cavo, dunque, stiamo appena cominciando, le sue piene possibilità non sono ancora state nemmeno sfiorate.

Delle tivù cavo si parla già da un decennio. All'inizio degli anni '70 era ancora

una potenza sconosciuta che fece anche una breve apparizione in Italia dando il via alla battaglia contro l'ente radiotelevisivo di Stato (gli esperti prevedono che come le radio private hanno spianato la strada alle tivù private, il tutto via antenna, queste ultime prepareranno il terreno al ritorno in gran forze alla televisione via cavo nel nostro paese.). Fino a poco tempo fa se ne parlava soprattutto in termini molto futuricisti, come la tivù del 2000.

Oggi nell'area metropolitana di New York, per esempio, si ricevono 21 diversi canali tivù via cavo, con un estrema varietà di programmi. Certe sono ancora poco conosciute, tanto che il New York Times ha ritenuto opportuno pubblicare un'apposita mappa del cavo newyorkese, ma comunque non si tratta più solo di sigle, bensì di stazioni che lavorano a tempo pieno, con un giro di milioni di dollari.

Nel 1990, dice M. Dann, che è il maggior esperto americano di tivù via cavo, i canali via cavo a disposizione dell'utente non saranno i 21 di oggi, bensì 200, ogni abitazione disporrà di uno o più video dischi o videoregistratori, di numerosi apparecchi televisivi, di cui almeno uno di dimensioni cinematografiche, e di un computer che sincronizza tutte queste attività. A Dann interessa soprattutto la televisione in quanto tale, ma quel computer permetterà di organizzare in modo automatico la vita casalinga, manovrare gli elettrodomestici, rispondere al telefono, ricevere la posta ed i giornali. Gli esperti prevedono che questa grande quantità di canali potrà offrire programmi di enorme specificità: filatelia, corsi di bridge e di cucina, diete, decorazioni, cronaca locale, golf, corsi universitari, compagne politiche, e avanti all'infinito. Una spartizione del tempo in parti uguali fra divertimento, cultura, educazione, servizi di pubblica utilità e, naturalmente, pubblicità.

In arrivo il televisore stereofonico

Nei maggiori paesi europei la sperimentazione sulle trasmissioni TV con suono stereofonico è in fase molto avanzata. Dalla prossima estate - a conclusione degli esperimenti iniziati nell'agosto 1980 - le emissioni TV stereofoniche diventeranno la nuova norma in Germania. Da una mappa delle coperture TV, distribuita nei giorni scorsi, si può rilevare che alla ricezione dei programmi tedeschi saranno interessate le regioni altoatesine dell'Italia Nord Orientale. Questa copertura parziale del nostro territorio sarà stabilmente assicurata a partire da queste settimane, in occasione della fiera radio-TV di Berlino che segnerà così l'avvio del nuovo servizio.

I televisori a colori adeguati alla realtà europea, sono già pronti per l'appuntamento con la stereofonia e saranno disponibili anche in Italia da quest'anno. La ricezione televisiva con suono stereofonico, oltre ad offrirci le piacevolezze dell'ascolto e della visione a colori di brani musicali come dal "vivo" (con 35 watt musicali per canale), permetterà di risolvere i problemi di bilinguismo, particolarmente sentiti dalle minoranze etniche nelle zone di confine, nonché di linguaggio digitale (si pensi ai sistemi Teletext, Videotex) e... quelli futuri della ricezione diretta da satellite.

Acquisti e cessioni della Philips

Il futuro della Philips sarà sempre più contrassegnato da accordi di collaborazione bilaterali e/o multilateriali. Sarà una necessità per il gruppo olandese, sempre alle prese con problemi gestionali e, in particolare, di miglioramento dei margini di profitto, ultimamente smagritisi ancora. Dopo grosse operazioni concluse nel 1980, fra cui giova ricordare l'acquisto della Superscope e delle attività consumer della GT&E (marchi Sylvania e Philco), la Philips ha continuato la strategia delle collaborazioni anche quest'anno addivenendo, nel primo semestre, alla definizione di sei intese particolarmente significative per i riflessi che esse potranno avere in futuro. Dalla inglese Thorn-EMI essa ha acquistato l'attività concernente gli scanner mentre con la Siemens e la Motorola ha concluso accordi per sviluppare rispettivamente semiconduttori e microprocessori. Queste intese, come quella avviata con la M/A-COM Inc. per realizzare dispositivi per collegamenti in fibre ottiche, sono suscettibili di interessanti evoluzioni tecniche e commerciali. La Philips ha inoltre assunto una partecipazione del 24,5% nella Grundig ricambiando questa con il trasferimento di un pacchetto pari al 5,5% di proprie azioni. Il gruppo olandese, allo scopo sia di liberarsi di attività non in linea con i suoi programmi che di procurarsi risorse da investire, ha effettuato anche alcune cessioni (il 50% della propria consociata olandese dedita alla produzione di cassette magnetiche, ceduto alla Du Pont), e nuovi tagli occupazionali.

newsletter

Ciak per il Télétel

A meno di un ulteriore breve rinvio dell'ultimo momento è stato predisposto perchè nella cittadina di Velizy prenda finalmente avvio il tante volte ricordato progetto Télétel, dal nome dato in Francia al sistema videotext interattivo di telematica.

L'esperimento interessa circa 3.000 famiglie e si prolungherà per almeno un anno e mezzo dopodichè il governo prenderà una decisione definitiva circa l'estensione da dare al nuovo servizio di telecomunicazioni. I terminali usati nella rete sperimentale di Velizy, una località residenziale e commerciale a pochi chilometri da Parigi, vengono forniti dalla Thomson-CSF che li costruisce nell'impianto di Brest, uno dei tanti controllati dal gruppo. Come si diceva l'esperimento tende a raccogliere sufficienti indicazioni per:

a) vagliare la validità tecnica del sistema e quindi ovviare alle deficienze che un prolungato uso dello stesso dovesse evidenziare;
b) verificare il grado di ricettività dell'utenza.

Il terminale comprende un decodificatore, un modem ed una tastiera alfanumerica. Il display è quello di un normale televisore, predisposto o adottato al servizio. Il collegamento con le banche di dati avviene mediante telefono. I fornitori di informazioni saranno circa 200 per un totale di 15000 pagine di informazioni fra cui gli utenti potranno scegliere azionando i tasti della tastiera del terminale casalingo. Gli utenti potranno anche effettuare transazioni bancarie, il teleshopping e la prenotazione posti. Le circa 3000 famiglie di Velizy avranno accesso anche all'Antiope, il sistema francese di telecomunicazioni unidirezionali via etere di cui sono iniziate negli scorsi giorni le sperimentazioni da parte della Australian Broadcasting Commission. Sviluppato dalla Telediffusion de France, l'Antiope ha nell'inglese Prestel il più serio rivale.

Riavvicinamento tra Telefunken e Zanussi

I due gruppi, dopo il divorzio finanziario di qualche anno fa che determinò l'uscita dei tedeschi dalla società italiana, stanno definendo un piano di organica collaborazione industriale e commerciale nel campo dell'elettronica civile. Lo scopo principale dell'intesa è di migliorare l'utilizzo delle rispettive risorse ai fini di una adeguata razionalizzazione e ristrutturazione del comparto degli apparecchi televisivi. Nell'accordo alcuni intravedono la formazione di un polo industriale, di cui tanto si era parlato e discusso ma che le varie parti interessate non erano di fatto mai riuscite ad attuare, anche per la latitanza del governo che avrebbe dovuto fornire, assieme ai necessari finanziamenti, le direttive. Insieme Telefunken, che ha recentemente provveduto ad unificare tutte le sue attività italiane in capo ad un'unica azienda, e Zanussi Elettronica, la consociata del gruppo di Pordenone per quest'attività, controllerebbero circa il 20-22% del mercato nazionale dei TVC.

Costituita la Tatung (UK) Ltd

È stata definita da parte della Racal la cessione al gruppo coreano Tatung degli impianti per la produzione di apparecchi televisivi della consociata Decca. Il prezzo della cessione supera i 2,2 miliardi di lire. La Tatung, con la definizione della cessione, entra in possesso di uno stabilimento e Bridgnorth e di un laboratorio a Bradford. Una nuova società è stata creata. Si chiama Tatung (UK) Ltd e si propone di espandere la capacità produttiva con l'automatizzazione e di migliorare la rete di vendita estendendola ad altri Paesi europei.

Il Prestel offerto su scala internazionale

Dopo 14 mesi di sperimentazioni, le autorità inglesi hanno deciso di autorizzare la vendita del Prestel su scala internazionale. Come noto il Prestel è il servizio viewdata sviluppato dalla Gran Bretagna per la diffusione di informazioni finanziarie, commerciali o di altro genere contenute in un data base tramite linee telefoniche.

L'offerta di questo servizio interessa i seguenti Paesi: Australia, Hong Kong, Olanda, Svezia, Svizzera, Germania e USA. In quest'ultimo Paese, a Boston, la General Eletric installerà un calcolatore con funzioni di data-base per venire meglio incontro alle esigenze dell'utenza alleggerendola del costo della chiamata telefonica.

Mixer, come e perché

di Michele Michelini

Aspetti qualitativi, con in più un pizzico di formule per gli appassionati, dei mixer bipolari e a FET in un ricevitore supereterodina.

Nel progettare un ricevitore, la strada che si segue, in genere, è quella di partire dal rivelatore o demodulatore, e di lì procedere sia verso il front-end sia verso l'altoparlante.

Questo perché, di solito, è l'elemento più vincolante di tutto il ricevitore; vedremo più avanti i motivi specifici di tale affermazione.

Tratteremo ora la circuiteria che precede il demodulatore, con particolare interesse per il mixer.

Poiché, innanzitutto, il segnale che ci interessa ricevere può avere una intensità di campo dell'ordine del microvolt al metro mentre quelli interferenti anche del volt al metro, è chiaro che a monte del demodulatore ci serve sia guadagno, per avere sensibilità, sia selettività, per eliminare le interferenze. Vediamo ora quali sono i problemi che occorre risolvere nel progetto di un ricevitore a singola frequenza:

a) controllare il rumore generato dal front-end (il primo stadio, quello che segue l'antenna) per tenerlo ad un livello opportuno, al di sotto del segnale ricevuto;
b) tenere sotto controllo le non-linearità dei dispositivi in modo da prevenire distorsioni del segnale o interazioni non desiderate tra i vari segnali, ad esempio modulazione incrociata;
c) prendere adeguati provvedimenti affinché l'amplificatore ad alto guadagno e a banda stretta che ne risulta non diventi un oscillatore. Si tenga presente che se il guadagno dell'amplificatore è di 120 dB, il che equivale a 10^6 (un milione) volte in tensione, allora una retroazione pari a un milionesimo del segnale presente all'ingresso, con fase opportuna, porta ad un guadagno dell'anello pari all'unità e quindi, per la nota condizione di Barkausen, così soddisfatta, ci si trova tra le mani un bell'oscillatore.

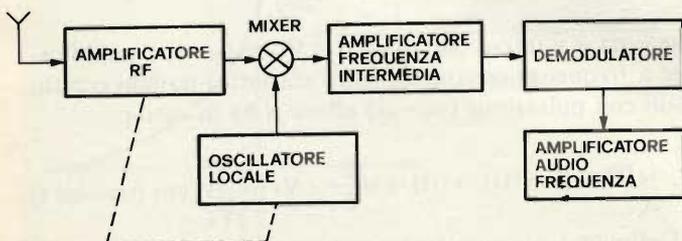



Fig. 1 - Schema a blocchi di un ricevitore supereterodina. Si notino il mixer, l'amplificatore a frequenza fissa (IF) e l'oscillatore locale che è accoppiato ai circuiti selettivi di ingresso.

Poiché i problemi non vengono mai soli, occorre considerare che la maggior parte dei ricevitori in uso non sono a frequenza fissa. Perciò si è costretti a conciliare i problemi appena accennati col fatto di dover contemporaneamente sintonizzare su una banda estesa o addirittura più di una, questo amplificatore dal guadagno mostruoso.

Ma facciamo un passo indietro nel tempo e vediamo come i pionieri delle telecomunicazioni hanno risolto i nostri problemi.

Ben presto, nello sviluppo delle radio comunicazioni alcuni si accorsero che il voler risolvere, con risultati soddisfacienti, tutti questi problemi in una volta sola era semplicemente ridicolo o pura follia. Ci doveva pur essere un'altro approccio al problema che semplificasse la questione e, in effetti, venne trovata una soluzione. Si costruì il demodulatore a se stante, si ottenne il grosso del guadagno a delle selettività a una frequenza fissa, mentre si provvide a convertire il segnale utile all'ingresso del ricevitore a questa frequenza fissa, detta "frequenza intermedia (IF)".

Da allora, praticamente, tutti i ricevitori sfruttano questo schema, detto supereterodina, salvo casi speciali o assai particolari. Per riassumere quanto detto fino ad ora, in *figura 1* è riportato lo schema a blocchi di un ricevitore supereterodina.

Come detto, in figura 1 appare un elemento detto mixer che ha la funzione di traslare i segnali in ingresso alla frequenza intermedia.

Esso lavora sul concetto, basato su una relazione trigonometrica, che il prodotto di due cosinusoidi si può espandere nei termini somma e differenza, come segue:

$$1) \quad a(t)\cos AT \cdot b(t)\cos BT = \frac{a(t)\,b(t)}{2}\,[\cos(A-B)t + \cos(A+B)]$$

Nell'ipotesi che a(t) cos AT sia il segnale modulato d'in-

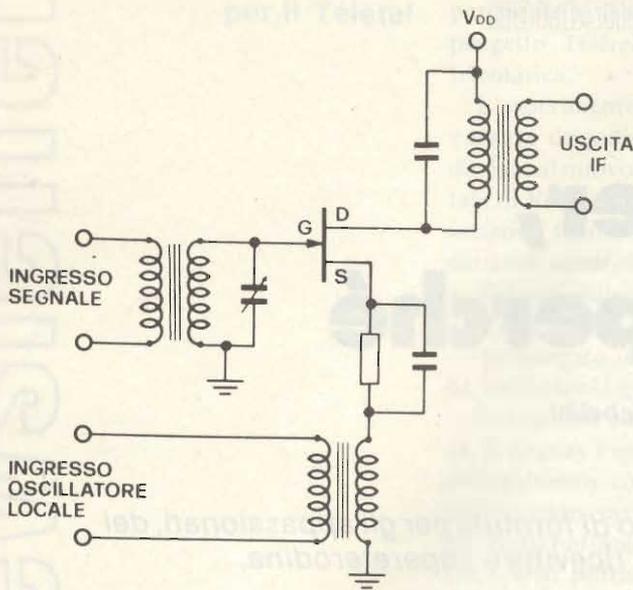



Fig. 2 - Mixer a FET in cui il segnale di OL viene applicato in serie al source.

gresso, mentre b(t) cos BT sia il segnale ad ampiezza costante (quindi b(t) = costante) dell'oscillatore locale, se l'amplificatore selettivo è sintonizzato alla pulsazione (A-B), allora, il segnale a IF che ne risulta, in uscita dal mixer, è la coppia traslata in frequenza del segnale in ingresso. Finché tutto funziona bene, lo spostamento in frequenza è insensibile al tipo di modulazione, sia esso AM, FM, SSB o qualsiasi altro.

Naturalmente, se da un lato si è semplificato il problema spezzandolo in due "sottoproblemi" più semplici, non si è ottenuto ciò senza che sorgessero ulteriori nuovi problemi, connessi proprio con l'uso del mixer e dell'oscillatore locale; vediamoli insieme:

a) occorre proteggere sia il mixer che l'oscillatore locale che tra l'altro deve potersi spostare in frequenza di pari passo con i circuiti accordati d'ingresso (quelli che forniscono una "prima" selettività al ricevitore);

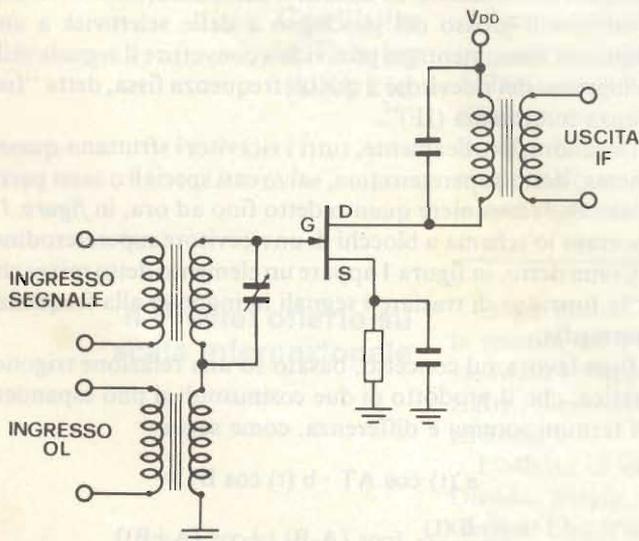



Fig. 3 - Mixer a FET in cui il segnale di OL viene applicato in serie a quello da convertire.

b) poiché il mixer genera più rumore degli amplificatori, occorre prevedere, a monte dello stesso, una adeguata amplificazione RF;

c) vi sono nuovi tipi di interferenze, generate dal tandem oscillatore locale-mixer, non presenti con lo schema del ricevitore diretto.

Ma analizziamo dettagliatamente il mixer: l'equazione 1) mostra che un qualsiasi circuito moltiplicatore seguito da un filtraggio a banda passante opportuno fa le funzioni del nostro mixer.

Vediamo ora i tipi di mixer più comunemente utilizzati. Il primo è basato sull'impiego di un FET, il secondo di un transistore bipolare convenzionale. In entrambi i casi i due segnali sono applicati in modo tale che le loro tensioni si sommino alla tensione di polarizzazione della base o del gate, così che esse si trovino sommate tra gate e source o tra base ed emettitore del transistore. Questo "segnale somma" viene poi "passato" attraverso la non-linearità del componente affinché si creino i termini somma e differenza delle frequenze.

Mixer a Fet

Le *figure 2* e *3* illustrano due tipi di possibili circuiti mixer a FET. Facciamo ora alcune ipotesi di partenza nel caso di mixer FET a giunzione o MOSFET: a) le polarizzazioni siano tali che le escursioni del segnale attorno al punto di polarizzazione non portino mai a lavorare il transistore al di fuori della zona a corrente costante (zona detta di saturazione); b) le stesse non portino mai la giunzione gate-source ad essere polarizzata direttamente; soddisfatte tali ipotesi la corrente di drain è collegata, in ogni momento, alla tensione tra gate e source da una legge quadratica del tipo:

$$2)\quad I_D(t) = I_{DSS} \cdot \left[1 - \frac{V_{GS}(t)}{V_P}\right]^2 \quad \text{JFET}$$

$$3)\quad I_D = \frac{\beta}{2} \cdot \left[V_{GS}(t) - V_{TH}\right]^2 \quad \text{MOSFET}$$

ove $V_{GS}(t) = v_1(t) + v_2(t) + V_{GS}$. $v_1(t)$ e $v_2(t)$ sono rispettivamente i segnali di ingresso e dell'oscillatore locale, mentre V_{GS} è la tensione continua di polarizzazione, tra gate e source. Le sequenze sono illustrate in *figura 4*.

Scegliamo, per sviluppare i conti, l'equazione relativa al MOSFET e espandendone i termini si ha:

$$4)\quad I_D(t) = \beta \cdot \left\{ v_1(t) \cdot v_2(t) + (V_{GS} - V_{TH}) \cdot [v_1(t) + v_2(t)] + \frac{[v_1(t)]^2}{2} + \frac{[v_2(t)]^2}{2} + \frac{(V_{GS} - V_{TH})^2}{2} \right\}$$

se $v_2(t) = v_s(t)\cos(\omega_s t)$ e $v_1(t) = V_1 \cos(\omega_o t)$ e l'amplificatore a frequenza intermedia filtra via tutti i termini eccetto quelli con pulsazione $(\omega_o - \omega_s)$ allora si ha in uscita:

$$i_d(t) = \beta \cdot v_1(t) \cdot v_2(t) = \frac{\beta}{2} \cdot V_1 \cdot v_s(t) \cos[(\omega_o - \omega_s)t]$$

Definiamo ora una transconduttanza di conversione G_c come l'inviluppo della corrente di uscita alla frequenza desiderata, divisa per l'inviluppo della tensione del segnale in ingresso.

5) $$G_c = \frac{\beta}{2} V_l v_s(t) \cdot \frac{1}{v_s(t)} = \frac{\beta}{2} \cdot V_l$$

Valutiamo ora la transconduttanza del dispositivo per "grandi segnali" in ingresso, G_m, pari alla ampiezza della corrente di uscita alla frequenza del segnale in ingresso divisa per quella del segnale in ingresso stesso (in pratica si ottiene ciò ponendo $V_2(t)$ a zero nella equazione 4) ed eliminando tutti i termini a frequenza diversa da ω_l; si ottiene:

6) $$i_{dl}(t) = \beta (V_{GS} - V_{Th}) \cdot v_l(t) \cdot \cos[\omega_l'(t)]$$

e da questa:

7) $$G_m = \beta (V_{GS} - V_{Th})$$

Facendo il rapporto tra G_c e G_m si ha:

8) $$\frac{G_c}{G_m} = \frac{V_l}{2(V_{GS} - V_{Th})}$$

Poiché per rimanere nella zona di caratteristica quadratica $V_s(t) + V_l$ devono essere sempre minori di $(V_{GS} - V_{Th})$, vedi figura 4, allora dalla relazione 8) si vede che la transconduttanza di conversione non può mai essere superiore alla metà della transconduttanza per grandi segnali del dispositivo, quando esso viene usato come amplificatore.

Per inciso, la transconduttanza per grandi segnali G_m è uguale a quella per piccoli segnali, ottenuta valutando g_m come segue:

9) $$g_m = \frac{\partial I_D(t)}{\partial V_{GS}} \quad v_{GS} = V_{GS}$$

cioé facendo la derivata parziale della corrente di drain rispetto alla tensione tra gate e source e valutandola per tensione di segnale nulla, cioé nell'interno del punto di polarizzazione a riposo.

Se l'ampiezza V_l della tensione dell'oscillatore locale si mantiene costante, allora, finché la nostra ipotesi viene rispettata G_c, è indipendente da $V_s(t)$ e si ha che la conversione è senza distorsioni. Per i junction-FET si ottiene, in maniera similare:

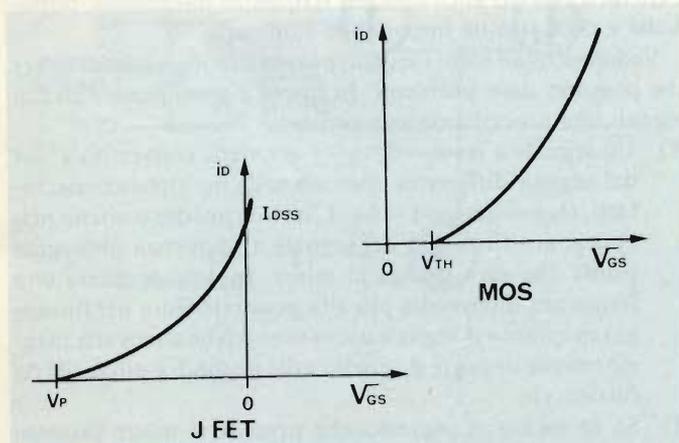



Fig. 4 - Rappresentazione qualitativa delle equazioni che legano la corrente di drain alla tensione tra gate e source per transistori FET a giunzione e MOS.

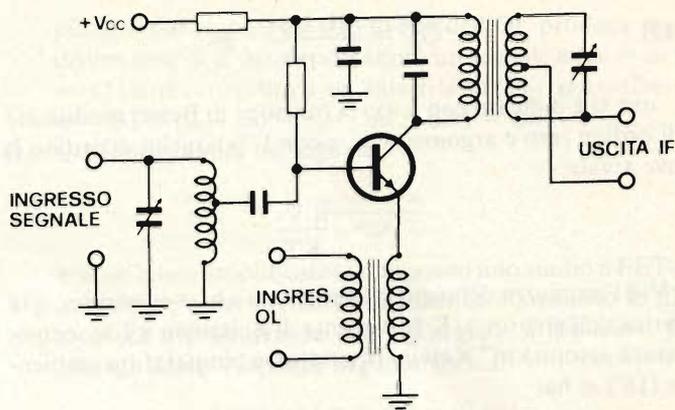



Fig. 5 - Schema tipico di un mixer a transitore bipolare, del tipo comunemente usato su molti radio-ricevitori, anche di classe.

10) $$G_c = \frac{I_{DSS}}{V_p 2} \cdot V_l \; ; \; G_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_p 2} \cdot (V_p - V_{GS})$$

Se il FET è polarizzato è metà tra V_p e lo zero e si ha che l'ampiezza della tensione dell'oscillatore V_l si mantiene sempre molto maggiore di quella del segnale, cioé $V_l >> | V_s(t) |$, allora il massimo valore ottenibile di G_c è pari a un quarto del valore di G_m (che anche in questo caso è uguale al valore transconduttanza per piccoli segnali g_m) valutato per $V_{GS} = 0$, o pari a metà del valore di $G_m = g_m$ per una tensione di polarizzazione pari a

$$V_{GS} = \frac{V_p}{2}$$

Mixer con transistori bipolari

La *figura 5* rappresenta un possibile mixer a transistori. Poiché lo sviluppo delle equazioni che forniscono la corrente di emitter è notevolmente più complesso che nel caso dei mixer a FET o MOSFET, entrandovi espansioni in serie di Fourier del termine esponenziale, il che comporta il maneggiare le "funzioni di Bessel modificate", vi risparmio tutte le manipolazioni algebriche per passare senz'altro ai risultáti. Si trova che affinché la corrente di collettore del segnale convertito sia linearmente legata alla tensione del segnale in ingresso con una distorsione minore del 2%, deve aversi $V_s(t) \leqslant 10{,}4$ mV.

Volendo invece una distorsione inferiore allo 0,5% allora si deve mantenere $V_s(t) \leqslant 5{,}2$ mV.

Nell'ipotesi, dunque, di avere sempre una tensione del segnale di ingresso inferiore a 10,4 mV, si può assumere con errore trascurabile che la transconduttanza di conversione valga:

11) $$G_c = \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \cdot g_m,$$

mentre quella dell'amplificatore per grandi segnali vale:

12) $$G_m = \frac{2I_1(x)}{xI_0(x)} \cdot g_m$$

ove si è indicato con $I_0(x)$ la funzione di Bessel modificata di ordine zero e argomento x, e con $I_1(x)$ quella di ordine 1, ove x vale:

$$x = \frac{q\ V_1}{KT}$$

e V_1 è l'ampiezza del segnale applicato tra base ed emitter, q la carica dell'elettrone, K la costante di Boltzman e T la temperatura assoluta in ° Kelvin. In pratica, a temperatura ambiente (18°) si ha:

$$\frac{KT}{q} = 26\ mV.$$

Purtroppo, anche evitando i conti, queste funzioni sono saltate fuori e l'unica cosa da dire è che il rapporto

$$\frac{I_1(x)}{I_0(x)}$$

assume valori da 0 per x=0 a 1 per $x \to \infty$, ma assume già il 70% del suo valore asintotico per x=2 e l'85% per x=4. Si trova infine che:

13) $$\frac{G_c}{G_m} = \frac{x}{2}$$

dal che si vede che G_c può essere maggiore di G_m se $X > 2$.

Tuttavia si può dimostrare che si guadagna assai poco usando valori di x maggiori di 6 poiché in tal caso, oltre al problema di creare una tensione di oscillatore locale elevata (ricordiamo che a temperatura ambiente

$$\frac{KT}{q} = 26\ mV \text{ e } V_1 = x \cdot \frac{KT}{q},$$

col che per x = 6, V_1 = 156 mV), nell'operazione di mixaggio saltano fuori anche termini a frequenza multipla di quella dell'oscillatore locale, tanto più ampi quanto maggiore è V_1, che vanno a mixarsi a loro volta con il segnale, producendo altri prodotti spuri che occorre poi filtrare nel canale a I F.

Altri tipi di mixer

Si può pensare di usare un circuito differenziale, nel qual caso si possono adottare due sistemi per applicargli i segnali opportuni: in un caso la tensione di oscillatore è applicata ad una o ad entrambe le basi della coppia differenziale mentre il segnale è applicato tra la base e l'emitter del transistore generatore di corrente costante, vedi *figura 6*; nel secondo caso l'oscillatore è usato per controllare il generatore di corrente costante mentre il segnale è applicato sulla linea o sulle basi della coppia differenziale, vedi *figura 7*.

Il sistema migliore, dal punto di vista della minima distorsione, è quello che permette sia all'oscillatore che al segnale di far operare il mixer linearmente quando i due segnali siano considerati come ingressi separati e indipendenti. In questo caso, la moltiplicazione si ha in quanto il guadagno della coppia differenziale tra base-base e l'uscita è direttamente proporzionale alla corrente generata dal transistore a corrente costante.

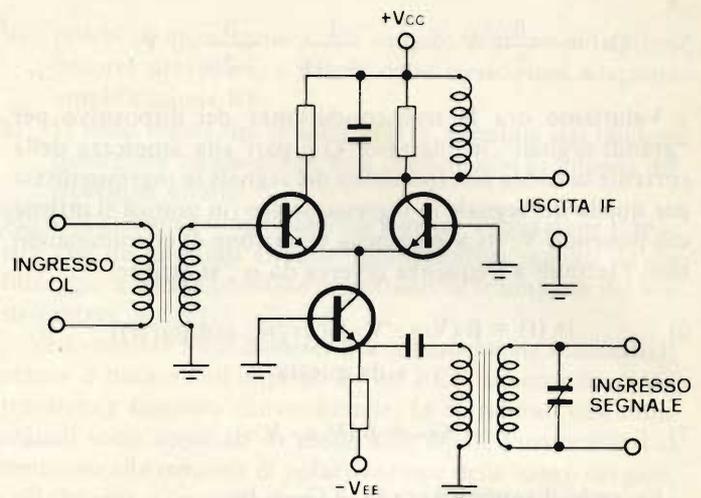



Fig. 6 - Mixer a coppia differenziale; notare che il segnale viene usato per pilotare il transistore generatore di corrente.

Quando il mixer genera esso stesso la oscillazione locale, funziona cioé da "converter" allora la tendenza maggiormente seguita è quella di confinare l'oscillatore alla coppia differenziale e fornire il segnale da convertire al transistore generatore di "corrente costante".

Mixer visti come amplificatori a guadagno variabile

Può essere utile vedere il fenomeno della moltiplicazione tra due segnali in una seconda maniera.

Consideriamo il transistore mixer come un amplificatore per piccoli segnali, tipicamente per il segnale in ingresso. Il transistore presenta per tale segnale un guadagno che varia al variare dell'ampiezza della tensione dell'oscillatore locale (ricordiamo che l'OL pilota tale amplificatore con un segnale grande rispetto a quello da convertire). Tale variazione avviene alla frequenza dell'OL, col che il segnale di ingresso si ritrova in uscita moltiplicato per un guadagno variabile e si realizza in tal modo la conversione desiderata.

Problemi di interferenze

Cominciamo a trattare, tra i problemi dei mixer, quello riguardante l'interferenza da segnali indesiderati che vengano a trovarsi traslati anch'essi alla frequenza intermedia, dopodiché è chiaramente impossibile eliminarli.

Vediamo quali sono i segnali possibili in ingresso del mixer che possono dare problemi. In *figura 8* sono presentati tali segnali, ma procediamo con ordine:

A) Un segnale a $\omega_{IMMAGINE} = \omega_{OL} + \omega_{IF}$ viene convertito a ω_{IF} dal segnale differenza ottenuto nella moltiplicazione: infatti, $(\omega_{IMMAGINE} - \omega_{OL}) = \omega_{IF}$. L'unico rimedio consiste nell'adeguato filtraggio del segnale a frequenza immagine prima che esso giunga al mixer. Inoltre, scegliere una frequenza intermedia più alta possibile aiuta nel filtraggio in quanto il segnale a $\omega_{IMMAGINE}$ viene a trovarsi maggiormente distante da quello utile e quindi è più facile da filtrare via.

B) Se lo stadio di ingresso che precede il mixer distorce abbastanza un segnale a $\omega_{s/2}$, la seconda pulsazione del segnale utile. Lo stesso problema si presenta se a distorcere il segnale a $\omega_{s/2}$, è il mixer stesso; questo fenomeno si

ha, purtroppo, sia con i FET che con i transistori bipolari, seppure in maniera diversa. La caratteristica quadratica di FET e MOSFET dà in ogni caso distorsione di seconda armonica, mentre per i bipolari il problema si presenta anche con i segnali a

$$\frac{\omega_{S3}}{3} \quad \frac{\omega_{S4}}{4} \ldots\ldots$$

seppure con conseguenze di minore entità. Per la caratteristica simmetrica dello stadio differenziale, almeno idealmente, la distorsione di

$$\frac{\omega_{S2}}{2}$$

non dovrebbe essere presente; è noto infatti che lo stadio differenziale, se perfettamente simmetrico, dà solo distorsioni di ordine dispari; il problema quindi si sposta ai segnali a

$$\frac{\omega_{S3}}{3} \ , \ \frac{\omega_{S5}}{5} \ldots\ldots$$

e via dicendo. Poiché la distorsione aumenta con l'aumentare del segnale in ingresso, si identificano immediatamente due suggerimenti: I) occorre filtrare adeguatamente i segnali interferenti prima dell'amplificatore di ingresso affinché sovraccaricandolo non producano distorsioni; II) se l'amplificatore d'ingresso lavora linearmente, ma amplifica anche i segnali a pulsazioni interferenti a causa di un inadeguato filtraggio davanti al front-end, può darsi il caso che l'amplificazione sia eccessiva e quindi sovraccarichi il mixer spostando il problema "interferenza" nel mixer stesso.

C) Qualora il segnale dell'OL non sia puro ma contenga anche un termine di seconda armonica, ovvero il mixer pilotato dal segnale ad alto livello dell'OL produca una distorsione di 2ª armonica, allora un segnale a ($\omega_x = \omega_0 t + \omega_S$) viene convertito a ω_{IF}, infatti si ha $(2\omega_0 - \omega_x) = (2\omega_0 - \omega_0 - \omega_S) = (\omega_0 - \omega_S) = (\omega_0 - \omega_0 + \omega_{IF}) = \omega_{IF}$

D) Qualora si abbia un segnale a

$$\frac{\omega_{IMMAGINE}}{2}$$

e si usi come amplificatore d'ingresso uno stadio a FET o comunque a caratteristica quadratica allora esso lo distorcerà e produrrà da esso un segnale a $\omega_{IMMAGINE}$. Si ricordi infatti l'identità trigonometrica:

$$2\cos^2(\omega t) = 1 + \cos(2\,\omega t)$$

Se quindi non si provvede a filtrare il segnale a $\omega_{IMMAGINE}$ anche tra l'amplificatore e il mixer, allora avremo dei problemi. Qualora si usi un mixer a transistore bipolare, e il segnale interferente a

$$\frac{\omega_{IMMAGINE}}{2}$$

lo raggiunga, si ha un'uscita simile al caso di

$$\frac{\omega_{S2}}{2}$$

In definitiva dunque, un mixer realizzato a FET o con coppia differenziale dovrebbe essere migliore di uno a transistore bipolare, almeno dal punto di vista delle interferenze.

Prima del mixer è utile siano posti almeno un paio di stadi-filtro e un amplificatore RF con controllo automatico di guadagno. L'amplificatore in ingresso riduce l'importanza del rumore generato dal mixer mentre il controllo di guadagno evita che segnali troppo forti giungano al mixer e portino ad un aumento della distorsione. È però vero che moltissimi ricevitori di tipo economico usano un mixer come primo stadio e adottano un transistore bipolare come elemento attivo.

Vi sono poi altri problemi inerenti all'uso dei mixer oltre a quello dei segnali interferenti:

a) distorsione della modulazione del segnale desiderato in ingresso.
b) passaggio della frequenza di OL negli stadi di ingresso con possibile reirradiazione e interferenza con altri ricevitori.
c) rumore generato dal mixer stesso.
d) basso guadagno dello stadio mixer.

Fig. 7 - Mixer in cui il segnale entra, sfasato di 180°, sulle basi della coppia differenziale. In questo caso se gli avvolgimenti sono ben bilanciati non si ha emissione di OL dall'ingresso del segnale.

Mixer a coppia differenziale

Se i transistori della coppia sono veramente identici, come si verifica in pratica con circuiti integrati contenenti tale schema, e se i trasformatori di ingresso e di uscita sono esattamente bilanciati, allora la tensione dell'oscillatore locale non può raggiungere l'ingresso o l'uscita. Questo risolve uno dei problemi introdotti con l'uso del mixer, precedentemente accennati.

Il fatto di non avere tensioni a frequenza di OL sull'uscita permette poi di usare un primo trasformatore IF di minor pregio, in quanto non occorre più che esso riduca fortemente la componente a ω_{OL}, affinché non vada poi a sovraccaricare

Fig. 8 - Spettro generalizzato dei possibili segnali interferenti. Si noti che esso da solo un'informazione qualitativa poiché le effettive posizioni dei vari segnali dipendono dai valori di ω_S, ω_O, ω_{IF}.

gli stadi amplificatori IF e li porti di conseguenza a lavorare in modo non lineare (vedi quindi distorsioni ecc.).

Ma vi sono anche altri vantaggi con questo tipo di mixer. A causa della simmetria del circuito non si dovrebbero avere prodotti di conversione con termini di seconda armonica, cioé i segnali a

$$\frac{\omega_s}{2}, \quad \omega_y$$

non dovrebbero disturbarci.

Naturalmente, per evitare anche le conversioni che, per avere luogo, necessitano delle armoniche dell'OL, occorre far sì che tale tensione sia sinusoidale pura, non contenga cioé armoniche, e che le variazioni della corrente di collettore del transistore generatore di "corrente costante" posto sugli emitter della coppia differenziale, siano mantenute sufficientemente piccole perché esso stesso non generi armoniche dell'OL (da distorsione). Per dare un'idea delle prestazioni di questa disposizione circuitale (con riferimento alla *figura 7*) riportiamo i risultati ottenuti dalla RCA nel corso di alcune prove comparative effettuate. La tensione applicata di OL era di 141 mV e l'ingresso, sulle basi della coppia differenziale non conteneva circuiti accordati, cioé in pratica era presente solo il trasferimento di ingresso, per fornire un segnale simmetrico alla coppia, usato nel campo di frequenze in cui si poteva considerare ideale; (si riveda a questo proposito l'articolo sui circuiti di accoppiamento interstadio, su Selezione n° 3/80).

Il motivo per cui non si è usato un accordo in ingresso è per non introdurre attenuazioni indesiderate su certi segnali, attenuazioni che poi avrebbero dato problemi nella valutazione dei segnali in uscita.

Bene, in uscita si trovavano solo tre segnali interferenti, se si escludono a) il segnale a frequenza immagine che ovviamente viene convertito esattamente come il segnale utile e b) quello a IF che passa in uscita amplificato, ed essi, una volta convertiti, si trovavano a meno di 70 dB sotto il segnale desiderato. Il primo di quelli interferenti corrisponde a ω_y, ($2\omega_y - \omega_o = \omega_{IF}$), gli altri due a ω_x e il suo duale ω'_x avendosi ($2\omega_o - \omega_x$) = ω_{IF} e ($\omega'_x - 2\omega_o$) = ω_{IF}.

Con una corrente di emitter del transistore generatore di corrente pari a 2,5 mA, questi tre termini risultavano ridotti almeno di 250 volte. La eliminazione totale delle interferenze richiede per ω_y la simmetria perfetta della coppia differenziale mentre per ω_x una tensione di OL assolutamente pura.

Purtroppo, però, queste specifiche non sono ottenibili in pratica, tuttavia il termine di interferenze più pericoloso rimane ω_y perché è il più prossimo al segnale utile e per questo più difficile da filtrare via prima del mixer. Del resto il miglioramento che si ottiene usando questo mixer reale al posto di quello ideale a transistore bipolare singolo, per quanto riguarda ω_y, è di ben 60 volte, il che non è poco.

Mixer a Fet

Ci si riferisca alla *figura 2* dove è presentato un mixer a FET. In questo caso, data l'alta impedenza d'ingresso del dispositivo è possibile collegarlo direttamente in parallelo al circuito accordato di ingresso. Per quanto riguarda la reirradiazione della tensione di OL da parte del circuito di ingresso c'é da osservare che la via percorsa dal segnale a ω_{OL} è attraverso la capacità tra gate e source e quindi il metodo per ridurne gli effetti è far sì che il valore minimo del condensatore d'accordo sia sempre maggiore di quello tra gate e source. Se le polarizzazioni sono tali che, con l'aggiunta del segnale di ingresso, non si esca mai dalla zona quadratica della caratteristica allora l'unica interferenza presente è, escludendo la pulsazione immagine e la IF, quella che si trova a metà della pulsazione di IF. Naturalmente se l'oscillatore locale non è puro avremo problemi con i termini a ω_x e ω'_x.

Fintantoché la tensione dell'oscillatore locale limita le sue escursioni fino a $V_P/2$, accettando quindi una G_c un pò inferiore al massimo ottenibile, allora un aumento del segnale in ingresso non porta distorsione. Questo evita di dover usare AGC in ingresso mentre una variazione della transconduttanza di conversione G_c si ottiene variando l'ampiezza della tensione OL (vedi formule relative).

Conclusione

Nelle pagine precedenti si è voluto stigmatizzare in special modo quali siano i problemi connessi con l'uso del mixer in un ricevitore supereterodina. A questo punto il lettore dovrebbe essere in grado di capire, almeno qualitativamente, i ruoli e l'importanza che le varie sezioni ad alta frequenza di un ricevitore rivestono reciprocamente. Si è mostrato, quindi, quale è la strada da seguire nel realizzare un ricevitore, sia esso radio o televisore, bilanciandone le varie sezioni, e come una qualsiasi scelta implichi necessariamente la scelta di un compromesso.

Ci sarebbe ancora molto da dire ma per ora fermiamoci qui, riprenderemo presto il discorso.

Progetti con il regolatore L200 a tensione variabile

La versatilità del regolatore programmabile di tensione/corrente SGS - Ates L200, ha dato origine a numerose applicazioni, che non si riferiscono solo alla regolazione standard delle correnti e delle tensioni, ma anche alla regolazione switch-mode (in commutazione) ed al controllo dei motori a corrente continua.

Gli esempi qui pubblicati sono solo alcuni tra quelli che abbiamo raccolto, ma potranno dare un'idea delle possibilità di questo notevole circuito. L'L200 è un circuito integrato monolitico adatto alla regolazione programmabile della tensione e della corrente. Il contenitore può essere del tipo SGS - Pentawatt ® oppure metallico TO3 a 4 piedini. La limitazione della corrente e della potenza, la protezione contro il sovraccarico termico e le sovratensioni all'ingresso (fino a 60 V) lo rendono praticamente indistruttibile.

Con la tensione di uscita regolabile tra 2,85 V e 36 V, ed una corrente erogata maggiore di 2 A, (limitazione della corrente regolabile), l'L200 può essere usato per sostituire un gran numero di stabilizzatori a tensione fissa, ed elimina quindi la necessità di tenere a magazzino una grande quantità di regolatori diversi.

Descrizione del circuito

La tensione di uscita dell'L200 si trova al piedini 2 (vedi *figura 1*) e la corrente si preleva dal piedino 5. Una resistenza sensibile alla corrente è collegata tra il piedino 5 ed il piedino 2. La tensione ai capi di questa resistenza è confrontata con un riferimento interno di 0,45 V per predisporre la limitazione della corrente d'uscita.

Il riferimento di tensione al piedino 4 è l'ingresso negativo dell'amplificatore di errore, il cui secondo ingresso è collegato ad un campione stabile di 2,77 V. Il riferimento usato è del tipo "band gap" (intervallo di banda) a bassa tensione, che ha una bassa figura di rumore.

La protezione contro il sovraccarico termico fa in modo che la temperatura di funzionamento non superi i 150 °C. La corrente di uscita e la caduta di tensione ($V_i - V_o$ tra il piedino 1 ed il piedino 5) sono monitorizzate per la protezione del transistore serie dal breakdown secondario. La protezione contro la supertensione permette all'ingresso di resistere a transistori fino a 60 V per una durata di 10 ms.

Fig. 1 - Schema a blocchi dell'L200.

Regolatore a tensione variabile

In *figura 2* è mostrata la configurazione tipica di un L200 usato come regolatore di tensione provvisto di limitazione della corrente.

La tensione di uscita si predispone mediante il partitore R2 - R1

$$V_o = V_{ref}\left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \quad V_{ref} = 2,65 \div 2,85\ V$$

Allo scopo di mantenere sempre un ragionevole flusso di corrente dal piedino 5, il valore di R1 deve essere mantenuto piccolo. La corrente di uscita senza carico è R1/2,65 V min, quindi risulta conveniente un valore di 820 Ω. Se la corrente di uscita non scende mai a zero (assenza di carico) il valore di R1 è limitato solo dalla corrente di polarizzazione (10 µA max) all'ingresso dell'amplificatore di errore del piedino 4.

La limitazione della corrente

Fig. 2 - Tensione variabile.

(a corrente costante) può essere predisposta con R3. La corrente che può essere erogata senza che intervenga la protezione interna (termica oppure SOA) dipende dal dimensionamento del dissipatore termico (temperatura del chip) e dalla caduta di tensione $V_i - V_o$. Se non vengono superati i valori d'intervento delle protezioni, la corrente di uscita è determinata da:

$$I_{O(max)} = \frac{V_{2\text{-}5}}{R_3} \quad ; \quad V_{2\text{-}5} = V_{SC} = 0,45\ V \text{ tipico}$$

Un condensatore esterno può essere collegato tra i piedini 2 e 4 per migliorare la soppressione del ronzio alle più alte tensioni d'uscita, poichè il guadagno in corrente alternata risulta minore di quello in corrente continua. Un valore tipico potrebbe essere 0,22 µF. Un condensatore d'ingresso di 0,22 µF - 1 µF può essere usato, se montato in vicinanza del regolatore per evitare le oscillazioni, specie in condizione di cortocircuito, che potrebbero distruggere il dispositivo.

Regolatore a corrente variabile

Il *figura 3* si può vedere un regolatore a corrente variabile con tensione d'uscita fino a V_i - 2 V.

L'amplificatore dell'errore di tensione è escluso mettendo a massa il piedino 4. La corrente di uscita è regolata da R:

$$I_O = \frac{V_{2\text{-}5}}{R}$$

Regolatore di tensione variabile con corrente di uscita aumentata

Per applicazioni che richiedono una corrente maggiore di 2 A può essere usato un transistore esterno di potenza. La *figura 4* mostra l'impiego di un transistore PNP. Il BDW 52 e l'L200 possono essere montati sul medesimo dissipatore, in modo che la protezione termica dell'L200 sia efficace anche per il transistore. La limitazione della corrente di uscita è determinata da:

$$I_{O(max)} = \frac{V_{2\text{-}5}}{R_{SC}} \quad ; \quad V_{2\text{-}5} = V_{SC} = 0,45\ V \text{ tipico}$$

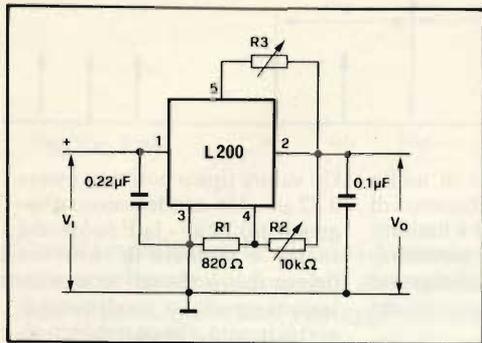



Fig. 3 - Corrente variabile.

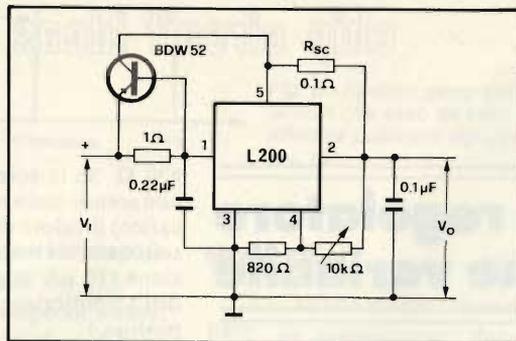



Fig. 4 - Aumento della corrente erogata.

In un regolatore convenzionale serie il transistore di potenza lavora come una resistenza variabile che abbassa una tensione d'ingresso non regolata ad un valore fisso della tensione d'uscita. Questo elemento serie dissipa una grande potenza alle correnti forti e con grandi differenze tra tensione di entrata e di uscita.

In un regolatore switching il transistore di potenza lavora solo nelle condizioni di saturazione e di interdizione, per cui può lavorare con un alto rendimento a tutte le condizioni d'ingresso e di uscita. L'L200 può essere usato come regolatore switching autoscillante senza elemento di potenza esterno, nella maggior parte delle applicazioni commerciali.

Il circuito con l'L200 usato come regolatore switching è mostrato in *figura 5*. La retroazione all'ingresso invertente dell'amplificatore di errore (piedino 4 dell'L200) è ottenuto con un partitore resistivo R3 - R4.

Dal momento che non risulta direttamente disponibile un ingresso non invertente, la reazione positiva è applicata al piedino 3 tramite R1, C3, D2. Usando il circuito limitatore di corrente interno dell'L200 (piedini 2 e 5) è possibile fissare il tempo di interdizione del regolatore switching. Durante questo tempo il secondario di T1 lavora come generatore di tensione negativa tra 2 e 5, provocando l'interdizione del transistore interno di potenza per mezzo del circuito limitatore di corrente, per un tempo che dipende dal ritardo di R2 - C2. In questo modo l'ondulazione della corrente in L e l'ondulazione della tensione su C5 sono quasi indipendenti dalle variazioni della tensione d'ingresso e della corrente del carico, e la frequenza di commutazione non dipende dall'E.S.R. (resistenza equivalente serie) del condensatore in uscita. Poichè la costante di tempo di R2 - C2 è pressapoco uguale al tempo di interdizione,

$$R2 - C2 \approx t_{off} = \frac{\left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in\,(min)}}\right)}{f_{min}}$$

Dove f_{min} è la minima frequenza di commutazione, $V_{in\,(min)}$ la tensione minima d'ingresso, e V_{out} la tensione d'uscita. Per un corretto funzionamento del circuito deve quindi essere verificata la seguente equazione:

$$\Delta I \leqslant 2\, I_{out\,min}$$

dove ΔI è l'ondulazione della corrente in L ed $I_{out\,min}$ è la corrente minima d'uscita.

Se questa condizione non è soddisfatta con una bassa corrente d'uscita, la corrente dell'induttanza può scendere a zero prima che il transistore switching commuti in conduzione. Quando questo accade avviene un salto di frequenza con una degradazione della regolazione del carico e della linea.

$$L = \frac{V_{out}\, t_{off}}{\Delta I}$$

Il condensatore d'uscita C5 determina la massima ondulazione della tensione di uscita:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I}{8\, f_{min}\, C5}$$

La suddetta equazione non è del tutto vera se la resistenza equivalente serie del condensatore di uscita è maggiore della sua reattanza capacitiva; in questo caso l'ondulazione della tensione d'uscita è principalmente dovuta all'E.S.R. ed è in fase con l'ondulazione della corrente in L.

Il nucleo del trasformatore non deve essere saturato alla corrente di picco in L, $I_{max} = I_{out\,max} + \Delta I/2$, mentre il diodo catching D1 deve essere in grado di sopportare questa corrente massima

Fig. 5 - L'L200 come regolatore a commutazione.

e deve avere un breve tempo di recupero per assicurare un alto rendimento nel funzionamento.

Il regolatore è protetto contro il cortocircuito dalla protezione S.O.A. al transistore di potenza. Il circuito di *figura 5* è stato progettato per dare le seguenti prestazioni:

$V_{out} = 15$ V;
$0{,}15\ A \leqslant I_{out} \leqslant 1\ A$;
$f_{min} = 20$ kHz
$V_{in\,(min)} = 20$ V;

Ondulazione all'uscita su $C < 50$ mV pp.

Il circuito tra i piedini 2 e 5 fornisce un tempo di interdizione ≈ 10 µs ed una frequenza di commutazione di 21 kHz ad una $V_{in} = 20$ V ed $I_{out} = 1$ A.
Con $\Delta I = 2\, I_{out\,min} = 300$ mA, L risulta uguale a 0,5 mH (il valore sperimentale usato era di 0,45 mH).

Se il condensatore di uscita è maggiore di 250 µF, l'ondulazione d'uscita su C5 è dovuta in massima parte all'E.S.R. ed è:

$$\Delta V_o = \Delta I \times E.S.R.$$

Poichè l'E.S.R. misurato stava tra 80 e 100 mΩ, l'ondulazione di uscita su C5 era pari a 30 mVpp; il filtro addizionale L1, C1 è stato inserito per togliere dall'uscita le componenti ad alta frequenza.

Le caratteristiche misurate erano:

Regolazione di linea: $\Delta V_{out} < 200$ mV; $I_{out} = 1$ A; $20\ V < V_{in} < 30\ V$
Regolazione al carico: $\Delta V_{out} < 250$ mV; $V_{in} = 30$ V; $0{,}15 < I_{out} < 1$ A

Per correnti di uscita minori di 1 A si è notato un miglioramento nella regolazione di linea.

Nuovo chip per le radio di domani

Per soddisfare la domanda prevista per la prossima generazione di apparecchi radio, che punterà alle minori dimensioni ed al minor numero di componenti, è essenziale che la maggior parte delle funzioni AM e FM risultino integrate sul medesimo chip.

Inoltre, se vorranno essere competitivi, questi chips dovranno fornire delle prestazioni molto migliori dei loro predecessori. Sono stati identificati molti settori nei quali i miglioramenti non sono solo possibili ma giustificati. Nella sezione AM si tratta di:

— Lo stadio a radiofrequenza dove, a parte il miglioramento nell'elaborazione del se-

gnale e del rapporto segnale-/rumore, la nuova generazione di chips dovrà avere una larga banda (fino a 30 MHz) non solo per la ricezione delle onde corte, ma per adeguarsi alla tendenza verso la più economica configurazione a carico non accordato.

— L'oscillatore locale deve essere adatto a lavorare sia con sintonia induttiva che a varicap. Questo significa un'ampiezza costante in tutta la banda di frequenza dell'oscillatore. Con un'uscita ad ampiezza costante sarà anche possibile usare la commutazione in corrente continua delle bobine per il cambio di banda.

In aggiunta a queste migliorie, si può fare molto per migliorare l'AGC. Nei settori competenti l'FM si sono ravvisate possibilità di miglioramenti nelle seguenti funzioni:

— Il rivelatore, per il quale i nuovi progetti tendono a soluzioni più economcihe, come i rivelatori ad un solo circuito LC.

— Silenziamento, che in passato era del tipo "duro", ossia presente od assente. I nuovi apparecchi radio avranno un silenziamento morbido negli intervalli tra le stazioni, ed un silenziamento alla deviazione per compensare gli spiacevoli effetti di una leggera dissintonizzazione.

Il nuovo integrato SGS - Ates TDA 1260, è un sottosistema monolitico che ha tutte le suddette possibilità.

Il circuito

Sezione radiofrequenza (front-end) in AM

A motivo dell'alto rendimento di alcune antenne in uso, per esempio l'antenna a frusta da automobile, il segnale d'ingresso a radiofrequenza può anche essere molto elevato. Questo segnale deve essere elaborato con un minimo di distorsione, quindi è necessario sia incorporato in un sistema ACG di alta qualità.

Inoltre, per aggiungere flessibilità al dispositivo, questo stadio è stato progettato in modo da poter essere utilizzato con uscite accordate oppure aperiodiche. Il circuito del primo stadio si vede in *figura 2*. Con questa sistemazione, se si usa un carico aperiodico (R_1), le variazioni della corrente Ig_2 durante l'intervento dell'AGC sono compensate dalle variazioni della corrente Ig_1. In questo modo si assicura che il campo dinamico dello stadio non è limitato. Con questa disposizione del circuito è possibile avere un controllo automatico del guadagno, che è totale entro un campo di 80 dB, ed una buona possibilità di elaborazione del segnale, ossia una distorsione del 10% per $V_{in} \geqslant 1\ V_{RMS}$ e con una modulazione di ampiezza del 30%. Contemporaneamente è possibile raggiungere un buon rapporto segnale/rumore ai bassi livelli del segnale d'ingresso, ossia:

$$S/N = 26\text{ dB per } V_{in} = 10\ \mu V$$
con modulazione del 30%

Oscillatore locale

Una delle caratteristiche della nuova generazione di chips, come abbiamo visto in precedenza, è che essi possono funzionare con sintonia induttiva oppure a

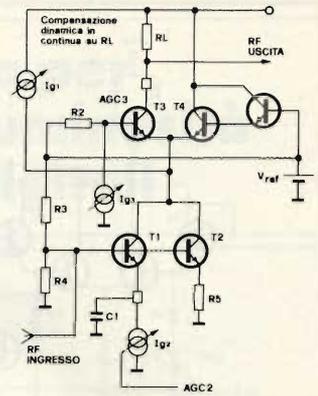



Fig. 2 - Stadio a radiofrequenza.

varicap. Per evitare una modulazione del livello di corrente continua applicato al varicap, da parte del segnale dell'oscillatore locale, questo segnale è mantenuto ad un livello costante di 200 mV da un controllo automatico del livello. Il controllo automatico del livello è anche utile per compensare delle possibili variazioni del Q a carico sull'estesa banda di funzionamento di 31 MHz. Si mantiene inoltre l'oscillatore nelle condizioni di funzionamento con massima linearità e que-

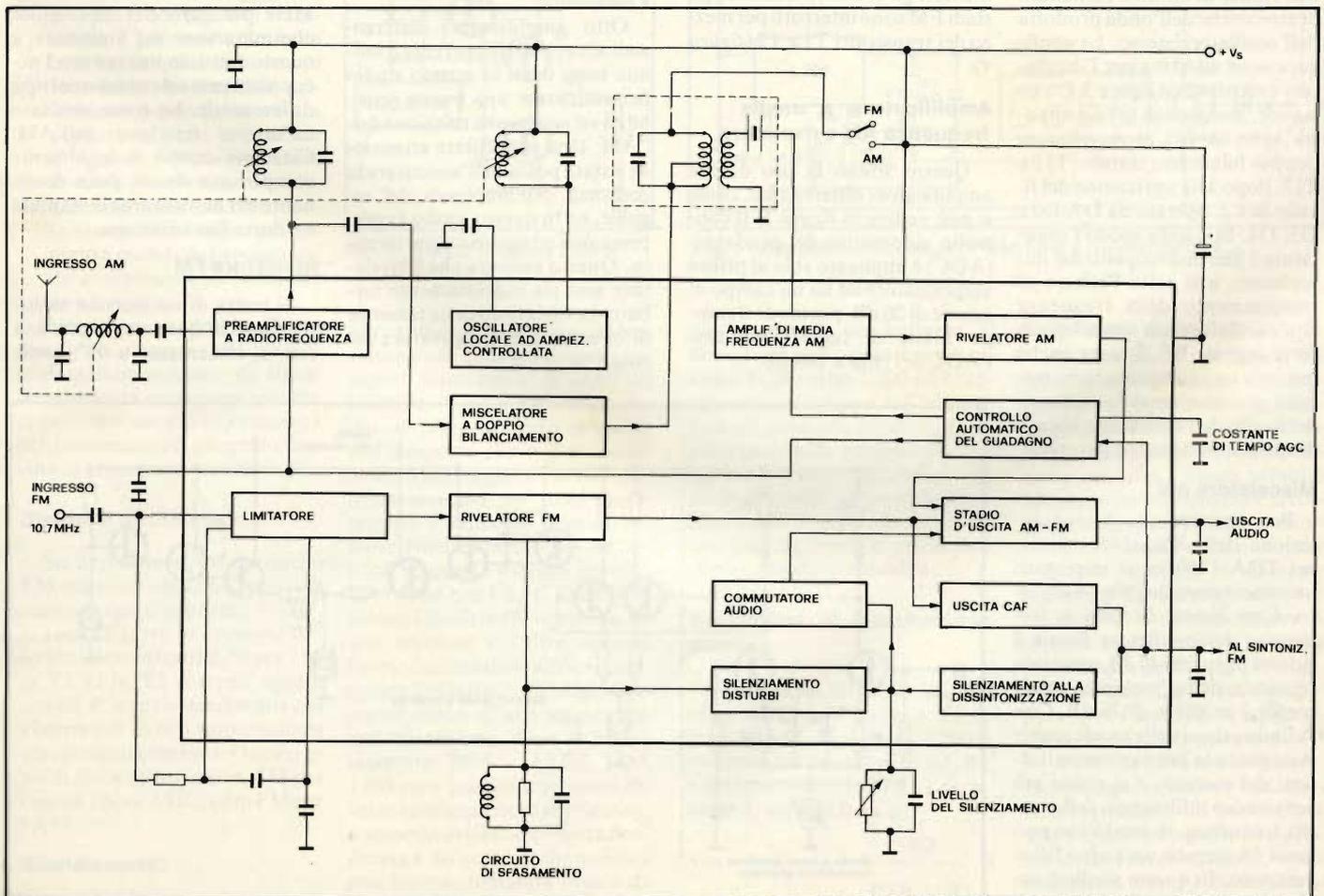



Fig. 1 - Schema a blocchi dell'integrato SGS - Ates TDA 1260.

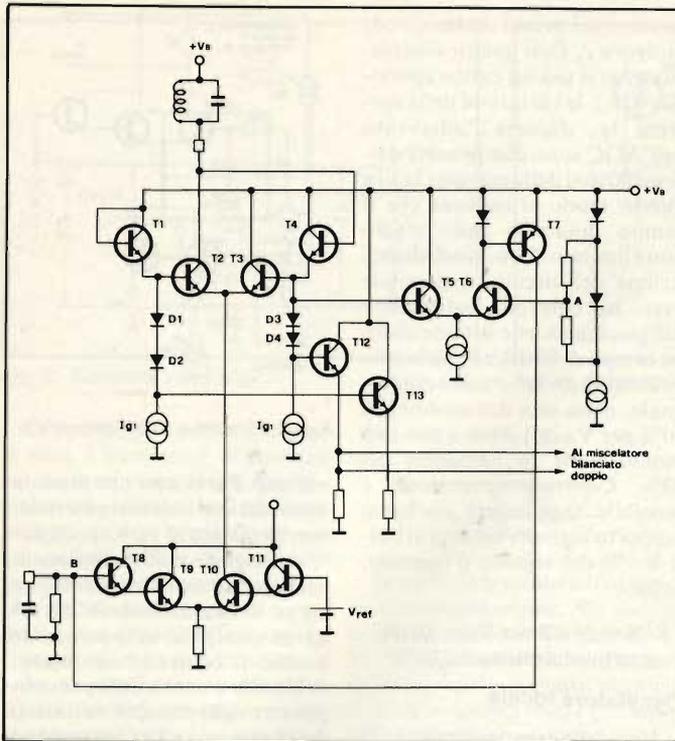



Fig. 3 - Oscillatore locale.

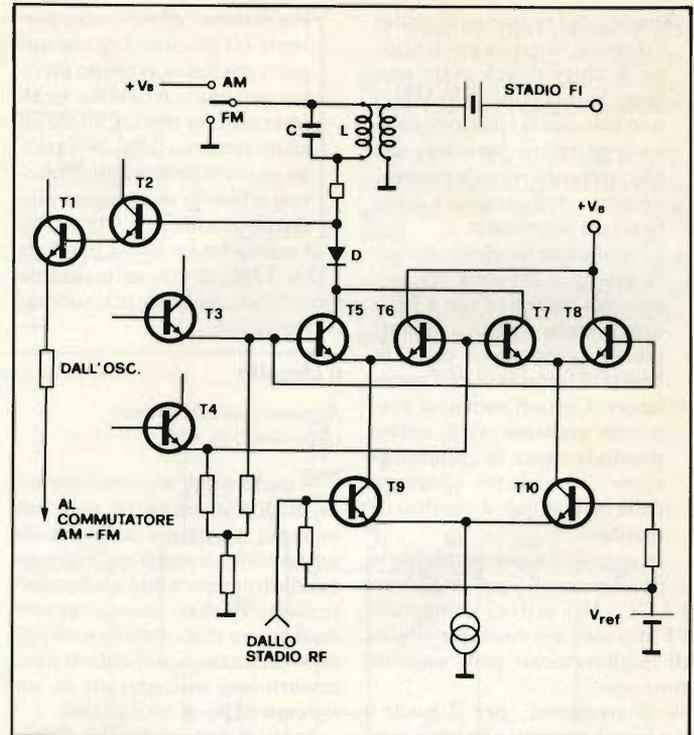
Fig. 4 - Miscelatore.

sto, insieme al pilotaggio ad alta impedenza del circuito esterno LC, riduce di molto il contenuto di armoniche dell'onda prodotta dall'oscillatore stesso. La configurazione adottata per l'oscillatore è mostrata in *figura 3*. Come si vede, due segnali in fase opposta sono inviati al miscelatore doppio bilanciato tramite T12 e T13, dopo una variazione del livello in c.c. operato da D1, D2 e D3, D4. In questo modo l'oscillatore è ben disaccopiato dal miscelatore, e si evita l'effetto di trascinamento della frequenza dell'oscillatore da parte di un forte segnale RF. È stata anche prevista una compensazione termica per mantenere la costanza del livello dell'oscillatore in caso di variazioni della temperatura.

Miscelatore AM

Per ottenere una buona reiezione della frequenze spurie, nel TDA 1260 viene impiegato un miscelatore doppio bilanciato. Con questo circuito la frequenza dell'oscillatore locale è ridotta per più di 40 dB, mentre la reiezione della frequenza intermedia è migliore di 26 dB. Con l'eliminazione delle bande spurie si migliora la prestazione agli effetti del rumore, e si rende più economico il filtraggio della media frequenza, in modo che può venir impiegato un unico filtro ceramico. In questo stadio è anche incorporato il sistema di commutazione AM - FM dell'intero complesso. Quando si deve funzionare in AM vengono alimentati gli stadi AM, mentre gli stadi FM sono interrotti per mezzo dei transistori T1 e T2 (*figura 4*).

Amplificatore a media frequenza AM e rivelatore

Questo stadio fa uso di due amplificatori differenziali, come si può vedere in *figura 5*. Il controllo automatico del guadagno (AGC) è applicato solo al primo amplificatore ed ha un campo di azione di 20 dB, portando il campo totale di regolazione dell'AGC nel chip a 100 dB.

Sezione FM

Amplificatore di media frequenza e limitatore

Otto amplificatori differenziali accoppiati in corrente continua sono usati in questo stadio per assicurare una buona sensibilità ed una buona reiezione dell'AM. Una particolare attenzione è stata posta nell'assicurare la costanza dell'ampiezza del segnale, ed in questo stadio è compresa una compensazione termica. Questo assicura che il rivelatore non sia indebitamente turbato da variazioni della tensione di batteria o di temperatura del chip.

La larghezza di banda dell'amplificatore a frequenza intermedia è stata aumentata a 30 MHz per garantire una veloce commutazione del limitatore, e questo fatto, in unione con l'accoppiamento interstadio del tipo differenziale, ha come risultato un'ottima reiezione dell'AM. Ciascuno stadio è localmente compensato da un polo dominante per aumentarne la stabilità e ridurre l'irradiazione.

Rivelatore FM

Si tratta di un classico moltiplicatore in quadratura con una rete di sfasamento a 90°, come

Fig. 5 - Amplificatore di media frequenza e rivelatore.

Fig. 6 - Rivelatore.

tore C1 è integrato nel chip, il che presenta i seguenti vantaggi:

— Il segnale a frequenza intermedia è presente solo nella bobina, la quale di norma è schermata. La stabilità dell'insieme è quindi aumentata nonostante l'alta impedenza d'ingresso dell'amplificatore di media frequenza.

— L'irradiazione della frequenza intermedia è ridotta al minimo e quindi la disposizione dei componenti nel ricevitore non è critica.

Facendo in modo che C1 sia dieci volte maggiore di C, la sintonizzazione circuito di sfasamento è stata resa insensibile alla dispersione dei valori capacitivi del condensatore integrato dovuta al processo di produzione.

Stadio di uscita audio

Sia il rivelatore AM che quello FM usano un'uscita bilanciata in corrente con sfasamento di 180°. L'amplificatore di corrente differenziale mostrato in *figura 7* ha in T1 ed in T2 correnti uguali, quindi il segnale ricuperato che alimenta il carico non contiene componenti continue. Questo tipo di circuito è usato in AM per l'audio e per l'AGC, ed in FM per l'AFC.

Silenziamento

Nei moderni radioricevitori è norma comune di permettere l'uscita audio solo quando si sia ben sintonizzati su una stazione i cui segnali siano ben al di sopra del livello di rumore. Quindi lo stadio di silenziamento presente nell'integrato rileva due condizioni: il centraggio della stazione (silenziamento per fuori sintonia) ed il rapporto segnale/rumore (silenziamento dei disturbi). Con questo sistema, in collaborazione con l'AFC è possibile evitare i disturbi che appaiono tra una stazione e l'altra durante l'esplorazione della scala ed assicurare l'eliminazione degli spiacevoli effetti di una leggera disintonizzazione. Con il nuovo integrato SGS - ATES TDA 1260 sarà possibile ottenere diverse configurazioni applicative, a seconda della complessità desiderata e del costo, il che assicura una buona domanda futura da parte dei fabbricanti di radio e degli utilizzatori.

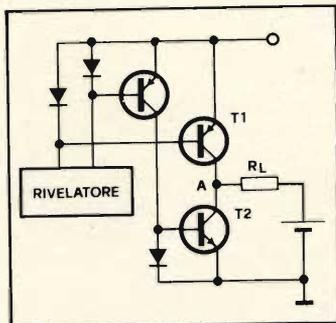



Fig. 7 - Stadio di uscita audio.

Brillante idea per regolare la luminosità dei display digitali

Per quanto i display digitali nell'automobile abbiano il vantaggio di una migliore estetica e di una maggior leggibilità, esiste tuttavia un problema connesso al loro impiego. Il problema consiste nel fatto che alle varie condizioni di illuminazione ambiente il display a volte si confonde con il sottofondo ed a volte risulta talmente luminoso da disturbare il guidatore.

Con il sistema qui proposto questo problema è risolto con l'adattamento automatico della luminosità del display alle condizioni di luce diurna, e con la possibilità di regolazione manuale da parte del guidatore in caso di foschia o nelle ore notturne. Il circuito usa un regolatore di tensione SGS - Ates L200 ed è rappresentato in *figura 1*. L'alimentazione primaria è direttamente prelevata dalla batteria dell'auto, ma occorre tener conto che esiste il rischio di sovratensioni fino a 120 V, e quindi prevedere una qualche forma di protezione contro questa eventualità.

Fig. 2 - Correnti nel circuito.

Fig. 1 - Regolatore di luce per il pannello e l'illuminazione.

Condizioni di illuminazione diurna

Alle condizioni di luce diurna, ossia con i fari spenti e T1 in interdizione, l'uscita di L200 è determinata dai valori di R1, R2 e dal fotoresistore (PTR). La tensione di uscita è data da:

$$V_{out} = V_{ref} \left(1 + \frac{R2}{PTR // R1}\right)$$

Se l'intensità della luce ambiente è elevata la resistenza del fotoresistore sarà bassa e quindi V_{out} sarà alta. Al diminuire dell'illuminazione diminuisce anche V_{out} abbassando la luminosità del display a valori accettabili.

Condizioni di foschia

All'accensione dei fanali, T1 inizia a condurre, con una corrente determinata dalla posizione del potenziometro. Con il cursore del potenziometro alla posizione più alta i fanali saranno alla massima brillantezza e la corrente attraverso T1 sarà al minimo. Con il cursore alla posizione inferiore, avverrà ovviamente l'inverso. La corrente di T1 è addotta al nodo sommatore A insieme alla corrente che passa per R2 ed a quella che passa attraverso R1 e la PTR collegata in parallelo. Poichè V_{ref} è costante, anche la corrente attraverso R1 // PTR deve essere costante. Quindi ogni variazione della corrente attraverso T1 provocherà una variazione uguale ed opposta della corrente su R2, ossia aumenterà oppure diminuirà la luminosità delle luci e lo stesso avverrà per il display.

Sony CDα Per musica, nei buoni impianti HiFi

Sony FeCr Per musica di alta qualità negli impianti HiFi

Sony Metallic Per un'altissima risposta musicale negli HiFi predisposti al metal.

il suo. Il suo meglio

Dunque SONY®

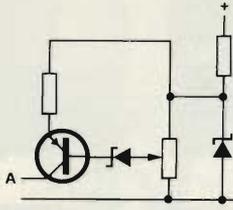



Fig. 3 - Modifica del circuito.

I valori di R2 e di PTR devono essere scelti in modo da dare il minimo ed il massimo di luminosità desiderati sia per la regolazione manuale che per quella automatica, per quanto la luminosità minima in manuale possa essere fatta coincidere con la massima corrente attraverso T1, ed in ogni caso questa non deve superare la corrente massima attraverso R2 nel funzionamento automatico.

Il circuito leggermente modificato di *figura 3* può essere usato per regolazioni di luminosità di tipo non automobilistico. Il diodo Zener deve avere una $V_I \geq 2,5$ V ad I = 10 μA.

Integrati ed applicazioni per registratori e riproduttori a cassette

La continua necessità di ridurre i costi di montaggio e le dimensioni dei prodotti di grande vendita, può essere soddisfatta comprendendo un maggior numero di funzioni nei circuiti integrati, come è avvenuto nel sistema multifunzioni per registratori e riproduttori a cassette TDA 7770 della SGS - Ates. Questo circuito integrato monolitico provvede alle funzioni di controllo della velocità del motore, di oscillazione di polarizzazione e di cancellazione e di controllo dell'arresto manuale od automatico.

L'alta qualità delle prestazioni del TDA 7770 ha come risultato una riduzione dei costi totali e delle dimensioni, senza per questo che ci sia una riduzione della qualità rispetto alle più sofisticate soluzioni ad elementi discreti.

Fig. 1 - Schema a blocchi del TDA 7770.

Controllo della velocità del motore

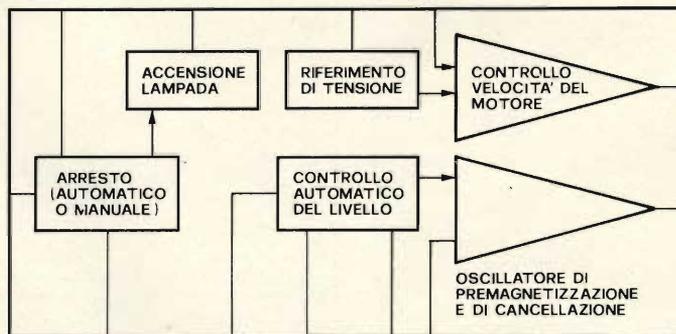
Il controllo della velocità del motore avviene per mezzo di un regolatore di tensione ad impedenza d'uscita negativa che costituisce una soluzione ottimizzata in termini di costo, prestazioni e necessità di componenti esterni. Il circuito completo comprende un regolatore di tensione stabilizzato termicamente, un amplificatore operazionale di potenza a guadagno unitario ed uno specchio (current mirror) di corrente con un rapporto di 20.

La regolazione della velocità è buona per notevoli variazioni della coppia, della tensione di alimentazione e della temperatura, mentre il numero dei componenti è di solo due unità.

Fig. 3 - Oscillatore di cancellazione.

Arresto automatico

Nel circuito che vediamo l'ingresso verso T1 è un treno d'impulsi generati da un interruttore rotante oppure da un sistema ottico collegato alla puleggia di avvolgimento. Mentre la puleggia gira, T1 viene ripetutamente saturato ed alla sua uscita appare una tensione a denti di sega che provoca l'interdizione di T2, T3 e T4. A queste condizioni il circuito di riferimento di tensione è abilitato e la lampadina di stop è spenta. Se il treno d'impulsi si arresta (puleggia ferma), T1 si interdisce e C1 si carica tramite R1, fino a che non raggiunge una tensione di circa 2 V.

Questo fatto provoca la saturazione di T2, T3 e T4 che a loro volta disabilitano il circuito del riferimento di tensione togliendo corrente al motore ed all'oscillatore. Inoltre si accende la spia di arresto.

Fermata manuale (pausa)

Il circuito di arresto manuale è quello di *figura 2*: con l'interruttore aperto esso lavora come descritto per l'arresto automatico. Se l'interruttore di stop è chiuso, il circuito della tensione di riferimento è disabilitato ed il motore e l'oscillatore sono anche in questo caso staccati. Per impedire il funzionamento del circuito di arresto automatico (che potrebbe impedire al motore di riavviarsi dopo la fine della pausa) una bassa tensione viene applicata a C1. Questa evita anche l'accensione della spia di arresto nella fermata manuale.

L'oscillatore

L'oscillatore usato nel TDA 7770 è un Colpitts modificato in configurazione ad inseguitore di emettitore con trasconduttanza controllata da AGC. Mediante questa configurazione è possibile avere la testina di cancellazione collegata a massa, ed ottenere che il segnale di cancellazione possa avere un'ampiezza maggiore della tensione di alimentazione. Per mantenere la simmetria delle due semionde e per ridurre l'assorbimento di corrente, la sezione amplificatrice lavora in classe AB. Inoltre, per ottenere la massima escursione in uscita, l'amplificatore è polarizzato internamente alla metà della tensione di alimentazione.

La corrente di polarizzazione (Ib), che determina il guadagno del circuito, è pilotata dall'amplificatore AGC. Questo contie-

Fig. 2 - Circuito di controllo dell'arresto.

Fig. 4 - Applicazione pratica del TDA 7270.

ne un amplificatore differenziale alimentato da un segnale di polarizzazione rilevato (V_F) e da V_{REF}. L'uscita dell'amplificatore AGC e quindi il guadagno dell'oscillatore dipendono dalla differenza tra V_{REF} e V_F. Se è in azione la fermata automatica o manuale, V_{REF} risulta zero e l'oscillatore è fermato. Nel funzionamento in playback l'amplificatore AGC è disabilitato dal commutatore playback/registratore e quindi l'oscillatore è anche in questo caso inattivo. In tutti gli stati nei quali non funziona, lo stadio amplificatore dell'oscillatore resta alimentato da una tensione di prepolarizzazione che ne migliora le caratteristiche di riavviamento.

Un altro circuito

Non tutte le applicazioni richiedono la funzione di registrazione, ed in questo caso il sistema multifunzione per riproduttori di cassette TDA 7270 è la soluzione ideale.

Il TDA 7270 sempre della SGS-Ates, provvede a cinque funzioni principali e si presta all'uso in sistemi di alta qualità con espulsione automatica come pure in meccaniche economiche con manovra manuale del nastro.

Le funzioni principali previste sono:

1) Regolatore della velocità del motore.
2) Rilevazione degli impulsi per l'autoarresto.
3) Espulsione della cassetta o rilascio di un segnale d'uscita.
   Questa uscita può anche essere usata per pilotare una luce spia di arresto.
4) Un ingresso/uscita che può essere usato per la pausa o per la commutazione elettronica da radio a cassetta, qualora quest'ultima sia inserita.
5) Un secondo ingresso che può essere usato per la pausa se si richiedono le due commutazioni di pausa e di radio/playback automatico.

Un'applicazione tipica in una meccanica con espulsione automatica della cassetta, è mostrata in *figura 4*.

Se la cassetta è inserita, l'interruttore "CASS IN" chiude, il motore parte e gli impulsi provenienti da un interruttore azionato dalla puleggia di avvolgimento mantengono disattivato il circuito di autoarresto. In questo caso i piedini 5 e 7 sono a livello alto e la cassetta è trattenuta da un solenoide collegato tra il piedino 5 e la massa.

Se l'avvolgimento della bobina si arresta o viene premuto il pulsante di reiezione, la tensione ai piedini 5 e 7 scende, il solenoide non è più alimentato e la cassetta viene espulsa. Non appena la cassetta risulta espulsa, l'interruttore "CASS IN" si apre ed il motore si arresta. Nei sistemi nei quali la cassetta viene espulsa attivando un solenoide, questo deve essere collegato tra i piedini 5 e V.

Azionando l'interruttore "PAUSA" il motore si arresta ma, malgrado non ci siano impulsi al piedino 6, i piedini 5 e 7 restano a livello alto e quindi la cassetta non viene espulsa. Sul piedino 4 risulta disponibile una tensione per la commutazione elettronica tra radio e cassetta.

Questa tensione è alta (5 V) a motore fermo e bassa (1 V) a motore in movimento. Una descrizione più particolareggiata del TD 7270 è fornita dalla nota di progetto SGS-Ates DN 347 disponibile gratuitamente a richiesta.

Un nuovo circuito: qualcosa di più di un preamplificatore a basso rumore

Il nuovo preamplificatore hi-fi stereo a basso rumore TDA-3410 della SGS-Ates è qualcosa di più di un semplice preamplificatore in quanto è anche provvisto di un commutatore elettronico per la selezione degli ingressi. Questa funzione è stata inserita allo scopo di permetterne l'uso con i registratori provvisti del sistema di inversione automatica, permettendo l'eliminazione del commutatore meccanico di minore affidamento usato comunemente in questa applicazione. Comunque non è solo questo che fa del TDA 3410 qualcosa di più di un semplice preamplificatore integrato. La tensione di rumore all'ingresso tipica del dispositivo è 2 nV/ $\sqrt{}$ Hz mentre la figura di rumore è migliore di 0,25 dB anche senza l'impiego di condensatori di filtro esterni, e così la separazione dei canali, ed il guadagno ad anello aperto è migliore di 120 dB con una differenza tra i canali di meno di 0,2 dB. Questi sono i dati che rendono il TDA 3410 diverso e migliore di un semplice preamplificatore integrato stereo hi-fi. Ciò che lo rende eccezionale è che tutto questo è ottenuto con un minimo di componenti esterni.

I due canali separati del TDA 3410 sono composti da un primo stadio a basso rumore ed a gua-

Fig. 2 - Secondo amplificatore.

dagno fisso e da un secondo stadio che è un amplificatore operazionale di tipo classico, il quale viene usato per l'equalizzazione tra i vari ingressi. I due canali hanno in comune il regolatore di tensione ed il circuito della tensione di riferimento. La commutazione tra i due ingressi disponibili a ciascun canale è effettuata nello stadio d'ingresso del primo amplificatore.

Il primo amplificatore

È formato da tre stadi: uno stadio d'ingresso ad un transistore, (T30 o T33 a seconda della commutazione dell'ingresso), uno stadio Darlington a guadagno di tensione con i transistori T35 e T37 ed un inseguitore di emettitore all'uscita con T38.

Una particolare attenzione è stata rivolta al progetto di questo stadio, per ottenere le caratteristiche di basso rumore. A questo scopo occorre considerare tre diversi punti di vista:

1) Lo schema elettrico,
2) La tecnologia
3) La disposizione e la geometria dei componenti.

Il circuito elettrico

Lo stadio d'ingresso è quello che maggiormente origina il rumore in qualsiasi amplificatore, ed è questo il motivo per cui si è usato un singolo transistore come stadio d'ingresso nel primo amplificatore. Per migliorare ulteriormente la situazione sono state usate delle resistenze di basso valore per determinare il guadagno, e la corrente di funzionamento è stata ottimizzata in funzione dell'impedenza della sorgente. Questo circuito presenta alcuni vantaggi rispetto a quelli già presenti sul mercato, sia discreti che integrati, in quanto il guadagno in continua è fissato internamente e le resistenze di retroazione, altra sorgente di rumore, sono di basso valore.

La tecnologia

Il processo di diffusione e la fabbricazione del wafer devono essere tali che nel dispositivo finito non ci siano dislocazioni nella giunzione base-emettitore e gli effetti di ricombinazione in superficie devono essere ridotti al minimo mediante trattamento termico. Inoltre il guadagno di corrente dei transistori deve essere alto, nell'ordine di $\beta = 400$, e deve restare costante anche a livelli di IC molto bassi.

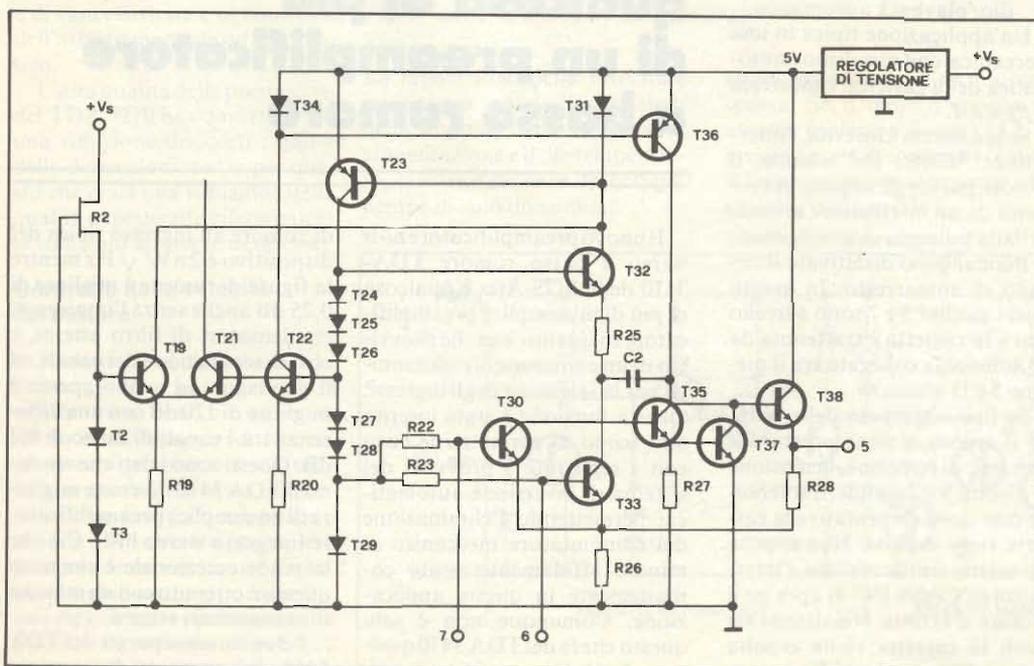
La disposizione e la geometria

La configurazione è stata studiata in modo da mantenere separati tra di loro gli amplificatori in modo da ottenere un alto SVR ed una bassa modulazione crociata. Nella figura si possono chiaramente distinguere le varie superfici separate, e risulta evidente, oltre alla normale separazione tra i due canali, anche la separazione del primo e del secondo stadio dal regolatore di tensione comune e dai circuiti di commutazione. Inoltre ciascun amplificatore è alimentato separatamente ed ha un percorso di massa indipendente per evitare la diafonia. Un'altra importante soluzione geometrica nel TDA 3410 si trova nei transistori pilotati da generatori a bassa impedenza (Rs < 1 kΩ) è rbb', la quale, nei transistori a piccole dimensioni, può arrivare a 1,5 kΩ. Però questo valore può essere considerevolmente ridotto collegando in parallelo parecchi transistori. Nel TDA 3410 il transistore d'ingresso ha dimensioni equivalenti a 20 transistori in parallelo, ottenendo così una resistenza di base di 70 Ω che si è dimostrata il miglior compromesso tra dimensioni e prestazioni. Per ottenere un'ulteriore riduzione di rbb' occorrerebbero tali aumenti della superficie da introdurre sorgenti di rumore di valore comparabile ai benefici ottenuti.

Fig. 1 - Primo amplificatore.

Regolatore di tensione e circuito di riferimento.

Per ottenere un alto valore del-

la reiezione di linea, che costituisce uno dei maggiori temi del progetto, senza usare condensatori esterni, è stato necessario usare un regolatore di tensione integrato per alimentare l'amplificatore ed i circuiti di commutazione. Questa soluzione ha dato come risultato una reiezione della linea maggiore di 120 dB per l'intero amplificatore. La V_{REF} a 50 mV che viene pure ottenuta dal regolatore di tensione è usata per stabilizzare a 5 V l'uscita in c.c. del secondo amplificatore (guadagno in c.c. uguale a 100) e per mantenere questo livello indipendente dalle fluttuazioni nella linea di alimentazione.

Secondo amplificatore

Il secondo amplificatore mostrato in *figura 2* ha uno stadio d'ingresso di nuova concezione. Questo amplificatore ha il maggior vantaggio nel fatto che lo stadio d'ingresso è compatibile con la massa. In effetti è possibile lavorare con segnali d'ingresso che vanno da — 300 mV a V_s — (V_{BE} + V_{sat}). La compatibilità con la massa rende possibile usare l'amplificatore con alto guadagno in c.c. nonostante il fatto che si usa una singola tensione di alimentazione. Il primo amplificatore è formato dai transistori T40 e T46 e relativi carichi passivi R29 ed R23. Il segnale differenziale su questi resistori pilota T41/T45, che hanno un'uscita a singola terminazione rispetto alla massa. Questa uscita pilota lo stadio Darlington intermedio (T47 e T49) che a sua volta pilota uno stadio di uscita in classe A (T52 e T53).

Un buon accoppiamento delle caratteristiche dei transistori e delle resistenze nello stadio d'ingresso produce uno sbilanciamento di tensione di soli 0,2 μV ed uno di corrente di circa 5 nA.

Il guadagno in corrente continua ad anello aperto è di 110 dB, mentre il prodotto del guadagno per la larghezza di banda è di circa 2,5 MHz.

CMRR ed SVR sono molto buoni per questo stadio ed hanno un valore di 105 e rispettivamente 98 dB. Nonostante il fatto che questo amplificatore sia preceduto da un amplificatore a guadagno fisso di 30 dB, i valori della tensione e della corrente di rumore sono ambedue buoni, tipicamente 15 nV/$\sqrt{Hz}$ e 0,35 pA/$\sqrt{Hz}$. La corrente di uscita è: I_{source} = 10 mA ed I_{sink} = 1 mA (questa può essere aumentata usando una resistenza esterna tra uscita e massa).

Commutazione degli ingressi

Nei registratori a cassette provvisti del dispositivo di inversione automatica, quando il nastro giunge a fine corsa, viene automaticamente invertito il senso di rotazione del motore e sono commutate le testine di lettura. La riproduzione avviene quindi sull'altra pista. Per rendere più semplice questa funzione il TDA 3410 ha due transistori d'ingresso separati per ogni canale (uno per ogni testina).

La *figura 3* mostra il commutatore elettronico che seleziona l'ingresso giusto. Quando l'interruttore S1 è aperto, C2 si carica a 5V + V_{BE} attraverso la resistenza esterna R4. In questa condizione T56 è saturato e mantiene collegata a massa la base di T30, e quindi risulta selezionato il segnale della pista B, che viene amplificato da T33. Se S1 è chiuso, R5 è collegata a massa e C2 si scarica con una costante di tempo di (R4/R5) C2. Se la tensione al piedino 12 raggiunge approssimativamente i 4 V, T56 è commutato all'interdizione e T30 inizia a condurre. Intanto che il condensatore continua a scaricarsi e raggiunge una tensione di 3 V al piedino 12, il transistore T60 è saturato e porta la base di T33 a massa.

In questo caso è scelta la pista A del nastro, il cui segnale è amplificato da T30. Dal momento che T30 e T33 conducono simultaneamente durante la commutazione, l'ingresso non sarà mai escluso e non si avranno picchi udibili all'uscita.

La possibilità di commutazione degli ingressi del TDA 3410, insieme con le sue prestazioni estremamente buone, lo rendono ideale per tutte quelle applicazioni dove si richiedono due diversi ingressi per ogni canale. L'applicazione qui descritta riguarda un riproduttore a cassette con funzione di inversione automatica. È anche compresa la correzione del "gap loss".

Fig. 4 - Schema applicativo.

Fig. 3 - Commutazione all'ingresso.

Il regolatore per uso automobilistico L2600 protegge le apparecchiature da ogni danno

I progettisti di apparecchi elettronici destinati all'automobile si trovano di fronte alla decisione se usare apparecchiature individualmente protette contro le variazioni estreme delle condizioni elettriche di bordo, oppure di creare per tutti i dispositivi un "ambiente" elettrico favorevole. È ovvio che la prima soluzione è costosa e quindi attualmente si preferisce generalmente la soluzione alternativa.

Qualora si usi un regolatore standard, la soppressione dei transistori positivi e negativi e la protezione contro l'inversione di polarità si possono ottenere con un circuito del tipo mostrato in *figura 1*. Lo Zener di potenza limita il supervoltaggio positivo ad un livello che può essere sop-

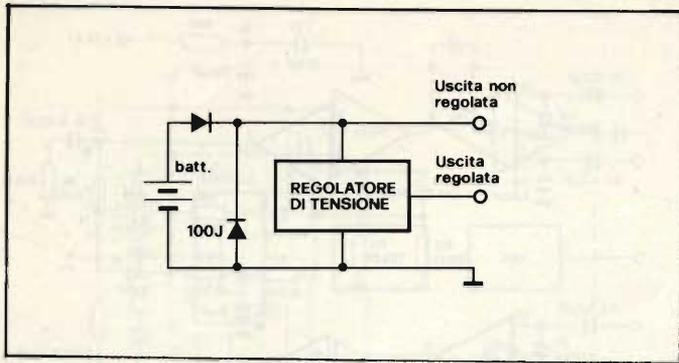



Fig. 1 - Schema di un regolatore standard.

INGRESSO 1
PROTEZIONE CONTRO L'INVERSIONE DI POLARITA'
AVVIAMENTO
RIFERIMENTO
AMPLIFIC. D'ERRORE
STADIO DI PARTENZA
USCITA 2
PROTEZIONE MANCANZA CARICO
PROTEZIONE TERMICA
LIMITATORE DI CORRENTE
MASSA (Involucro) 3

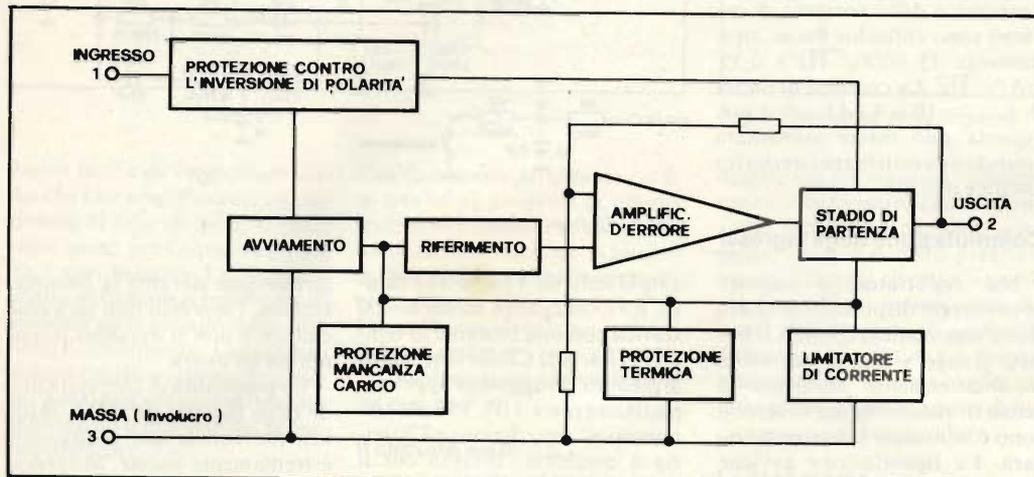



Fig. 2 - Schema a blocchi dell'L2600.

portato dal regolatore, mentre un diodo di potenza in serie lo protegge dall'inversione di polarità.

Gli svantaggi di questo sistema consistono principalmente nel fatto che il diodo Zener deve dissipare, nelle condizioni d'intervento, un'alta energia (circa 100 joule); in secondo luogo, con i regolatori ed i diodi di potenza dei quali si dispone attualmente, la caduta di tensione del sistema sarà senz'altro maggiore di 2 V. Alla luce di questi problemi la SGS - Ates ha progettato un nuovo ed originale regolatore di tensione, l'L2600, destinato in modo peculiare al mercato automobilistico. Questo nuovo regolatore è stato concepito per assorbire tutte le sollecitazioni elettriche che possono avvenire in un'automobile, e per fornire all'uscita una corrente elettrica di caratteristiche sicure e stabili. Infatti l'L2600 può sopportare al suo ingresso dei picchi di tensione che possono andare da — 150 V a + 120 V, e delle tensioni continue permanenti tra + 28 V e — 28 V. Inoltre, poichè l'L2600 è stato progettato per alimentatori che devono funzionare anche durante l'avviamento del motore, quando la tensione di batteria può cadere a meno di 6,5 V, la caduta di tensione è di soli 1,5 V, ed anche a questo livello non si ha una caduta improvvisa ma graduale a seconda della tensione d'ingresso.

Stadio d'uscita e protezione contro le sovratensioni

La minima tensione di rottura in un transistore integrato è V_{CEO} che, con la tecnologia impiegata nell' L2600 è ≥ 80 V. Sempre nel caso in esame, V_{CBO} è ≥ 130 V e $V_{CS} \geq 150$ V, dove V_{CS} è la tensione di rottura del diodo collettore-substrato, che è sempre implicito in un transistore integrato. Se il dispositivo è costretto a sopportare alte tensioni che elevano V_{CBO} a condizioni di potenziale danneggiamento, ci sarà sicurezza fino ad una tensione di almeno + 120 V, in quanto $V_{CBO\,max} \geq 130$ V. La *figura 3* mostra la configurazione circuitale usata per l'L2600 quando tutti i transistori NPN sono soggetti ad alti picchi positivi. Non è necessario predisporre questa protezione per i transistori PNP, la cui tensione di rottura V_{CEO} è all'incirca uguale alla V_{CBO} di un transistore NPN. Nel circuito in figura le tensioni d'ingresso maggiori della tensione di Zener della serie di diodi, commutano T4 in modo da collegare a massa la base di T5, mentre T3, che è un PNP e quindi non necessita di particolari protezioni, è interdetto tramite i transistori T1 e T2.

I diodi D1 e D2 proteggono il circuito dai transistori negativi e dall'inversione di polarità. La caduta totale di tensione del regolatore è $V_{CE\,sat}$ T3 + V_{BE} T5, ed è approssimativamente uguale ad 1,5 V, ossia la stessa del regolatore standard, ma in questo caso comprensiva di tutte le protezioni contro i transistori e l'inversione del segno della tensione.

Protezione termica e limitazione della corrente di cortocircuito

Per aumentare ancora l'affidabilità dell'L2600 sono state incluse sia la protezione termica che quella contro il cortocircuito. Per un funzionamento sicuro la temperatura del chip non deve superare i 150 °C, e questa temperatura non può essere dovuta che ad una carente dissipazione termica. In questa condizione deve essere ridotta la potenza di perdita. Due transistori, T1 e T2 (vedi *figura 4*) sono fisicamente piazzati nelle immediate vicinanze del transistore di uscita, dove si ha la massima potenza dissipata.

Questi due transistori sono polarizzati in modo da essere interdetti alla temperatura normale. Quando la temperatura raggiunge i 150 °C, la polarizzazione diventa sufficiente a commutare i transistori in conduzione, e quindi la corrente di base del transistore di uscita è deviata verso massa. Questo fatto riduce la corrente di uscita e quindi la potenza dispersa.

La limitazione di massima corrente è attuata mediante un sensore a resistenza di 65 mΩ. La tensione ai capi di questa resistenza è percepita da un amplificatore differenziale. Ad una corrente di 0,6 A, la caduta di tensione di 40 mV, amplificata dall'amplificatore differenziale, commuta T3 in conduzione, provocando in tal modo una riduzione della corrente di base nel transistore di potenza.

Generatore della tensione di riferimento

Una caratteristica importante dell'L2600 è l'alta precisione della tensione d'uscita che può essere fissata in produzione ad una tolleranza di ± 2%. Questo è ottenuto verificando la tensione di riferimento durante la selezione elettrica del wafer, cortocircuitando, se necessario, uno o due fogli degli Zener integrati mediante una scarica elettrica. Si ottiene l'effetto di cambiare il rapporto del regolatore interno nella direzione appropriata.

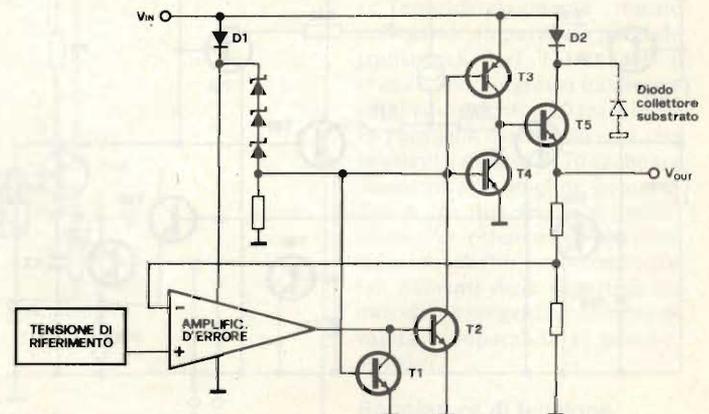



Fig. 3 - Circuito di protezione del transistor d'uscita.

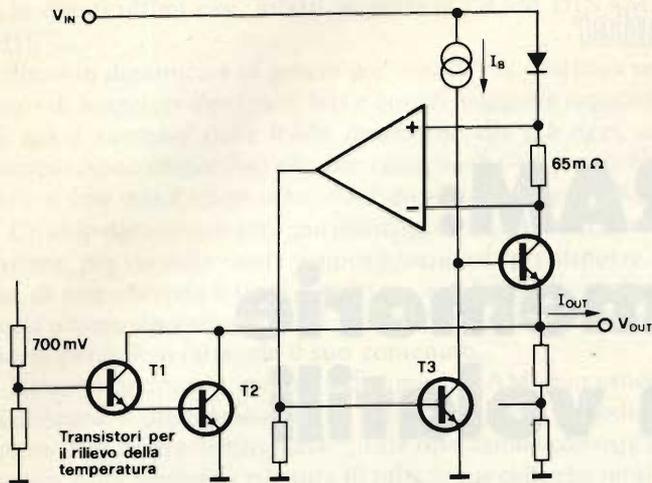



Fig. 4 - Circuito di protezione termica.

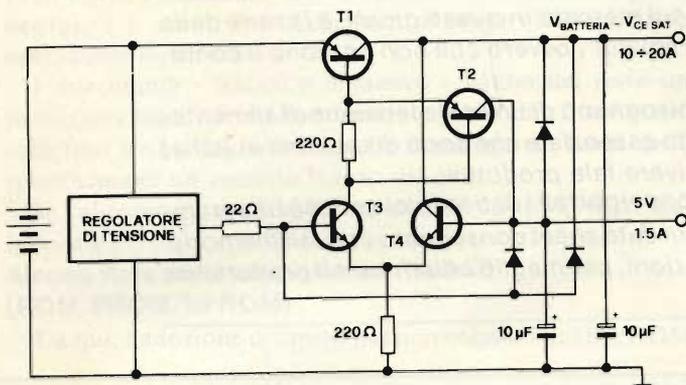



Fig. 5 - Circuito automaticodi protezione di tensione e potenza.

Applicazioni a corrente elevata

Per mantenere entro limiti ragionevoli il costo del dispositivo la massima portata in corrente dell'L2600, è stata limitata a circa 0,5 A. Qualora necessiti una corrente maggiore si può aggiungere un transistore di potenza appositamente progettato per questo impiego. Questo transistore ha una $V_{EBO} \geq 70$ V, $V_{CEO} \geq 120$ V ed $I_C \geq 20$ A, e queste caratteristiche gli permettono di resistere alle condizioni estreme anche a polarità invertita. Includendo questo transistore in uno schema come quello che si vede in *figura 5*, è possibile, in unione con l'L2600, progettare un alimentatore che non solo risponde ai requisiti di alta e bassa tensione o corrente per tutti gli apparecchi automobilistici, ma fornisce nel contempo ogni protezione contro le condizioni elettriche anormali, che possono essere fonte di effetti distruttivi.

Per questo motivo tutte le altre apparecchiature della vettura potranno fare a meno di qualsiasi protezione speciale.

NOVRAM: le nuove memorie RAM non volatili

a cura di Paolo Bozzola

Una delle ultime novità, finalmente disponibili sul mercato in questi giorni, è la serie delle tre Memorie ad Accesso Casuale (RAM) "Non volatili", ovvero che non perdono il contenuto quando viene rimossa l'alimentazione.
Il loro semplice funzionamento, il fatto che abbisognano di una sola tensione di alimentazione, ed il costo relativamente basso (ed il fatto essenziale che sono disponibili in Italia) sono le ragioni che mi hanno indotto a descrivere tale prodotto.
Nelle pagine di questo articolo, innanzitutto, sono riportati i dati tecnici nonchè i diagrammi temporali; in pratica quello che è riportato sul data sheet consegnato con tali memorie.
Ma aggiungiamo una ulteriore serie di informazioni, per meglio chiarire sia il prodotto sia il suo uso.

Alcune note generali sulle memorie RAM

Una memoria ad accesso casuale (RAM=Random Access Memory) è in pratica-come penso ormai ben sappiate - un dispositivo nel quale la CPU del sistema può effettuare letture e scritture di dati e/o istruzioni: in ogni caso sotto forma di zeri ed uni.

Potremmo definire una RAM come un array di Flip-Flop, ciascuno settabile o resettabile a piacere durante una operazione di scrittura. "Gruppi" di F-F formano la "parola" (usualmente di 8 bits come nei più comuni micro), per cui una memoria che contenga ad esempio 8192 "bits" (un F-F per ogni bit) organizzati a gruppi di 8 avrà in pratica una grandezza di "1 K" ed allora si dice che la RAM "è da 1K per 8".

Dispositivi siffatti sono fabbricati con tecnologie ormai molto evolute, tali da permettere la produzione di integrati con le dimensioni di 2K e 4K per 8, con i dispositivi da 8K per 8 annunciati entro il 1982.

Vi ricordate, tanto per fare un confronto, le vecchie (se per vecchio si intende un prodotto di tre anni fa!) RAM "2112" da 256 semi parole di 4 bits? Di certo, tecnologia in evoluzione a parte, va detto che il fattore comune di una RAM è quello di essere "scritta" (operazione distruttiva del dato esistente in precedenza) o "letta" (con operazione NON distruttiva, nel senso che dopo la lettura il dato rimane inalterato) da parte della CPU del sistema ove la RAM si trova.

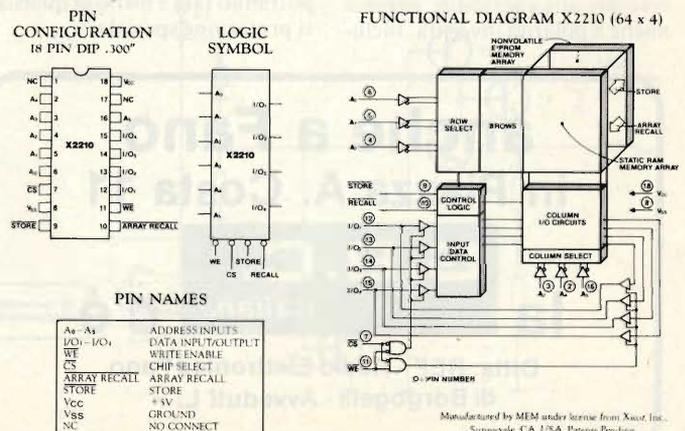
Ma noi, notate bene, stiamo parlando di RAM STATICHE, ovverossia di quelle memorie RAM che non necessitano di temporizzazioni sincrone al clock del sistema, né di "refresh" strettamente periodico.

64 x 4 Bit Nonvolatile Static RAM
5V-Programmable

X2210-30

- **NONVOLATILE STATIC RAM:** The **X2210** contains 512 bits of memory organized as a conventional 256 bit static RAM overlaid bit-for-bit with a nonvolatile 256 bit Electrically Erasable PROM (E^2PROM). Nonvolatile data can be stored in the E^2PROM and at the same time independent data can be accessed in the RAM memory. At any time, data can be transferred back-and-forth between the RAM and E^2PROM by simple store and array recall signals.
- **5V-PROGRAMMABLE:** High-voltage pulses or supplies are never required. A single 5V supply is the *only power source* ever required for any function.
- **EASE-OF-USE:** Unprecedented simplicity, all inputs and outputs are directly TTL compatible. Fully static timing. 18-pin package.
- **PERFORMANCE:** RAM cycle time is less than 300 ns. During the lifetime of the device, data can be recalled from the E^2PROM an unlimited number of times.
- **POWER-FAILURE PROTECTION:** One simple TTL signal saves the entire RAM database. A snapshot nonvolatile copy of all RAM data is internally stored safe without power and can be recalled to the RAM when power returns. No battery backup required.
- **ORGANIZED FOR MICROCOMPUTER SYSTEMS:** The common data input and output is organized four bits wide.

MEM's X2210 is fabricated with reliable n-channel floating gate MOS technology. For systems where RAM nonvolatility or *in-the-circuit* ROM changes by TTL signals are important, the **MEM X2210** is an ideal choice.

$A_0 - A_5$	ADDRESS INPUTS
$I/O_1 - I/O_4$	DATA INPUT/OUTPUT
$\overline{WE}$	WRITE ENABLE
$\overline{CS}$	CHIP SELECT
$\overline{ARRAY\ RECALL}$	ARRAY RECALL
$\overline{STORE}$	STORE
V_{CC}	+5V
V_{SS}	GROUND
NC	NO CONNECT

Manufactured by MEM under license from Xicor, Inc., Sunnyvale, CA, USA. Patents Pending

Advanced data sheet effective March 1981 Revision B

MEM, a division of Ebauches Electroniques SA, 2074 MARIN/Switzerland Telephone 0041 (0)38 352121 TX: 35316 EEM CH

In questi ultimi casi, infatti, si parla di "RAM DINAMICHE".

Un chip dinamico è in genere più "facile" da costruire nel senso di maggiore densità di bits e quindi maggiore capacità: da qui il successo delle RAM dinamiche che già oggi, ad esempio, sono disponibili con una capacità di 64K per un bit, per cui con soli 8 chips si hanno a disposizione ben 64K.

Un chip dinamico è però più difficoltoso da interfacciare al sistema, per via delle esatte temporizzazioni da predisporre ai fini di una corretta lettura e scrittura e del refresh: anzi, se quest'ultima operazione non è curata perfettamente, la memoria perde letteralmente il suo contenuto.

Ricapitolando: una memoria dinamica (RAM) è in genere di dimensioni più cospicue ma ha lo svantaggio che periodicamente deve essere "rinfrescata". Tale operazione consiste in pratica nella periodica rilettura di tutte le sue celle che infatti non sono progettate per ritenere il dato più di un certo tempo.

Un chip statico, invece, è assimilabile ad un insieme di Flip Flop e si sa benissimo che un F-F ritiene il suo stato (Q o Q negato, 1 o zero) fino a che non avvenga una successiva operazione di lettura.

I due mondi - statico e dinamico - hanno del resto un particolare significativo in comune: i relativi chip funzionano solo fino a che l'alimentazione si mantiene nei limiti delle specifiche per un corretto lavoro del chip.

Se l'alimentazione cade, il contenuto del chip va irrimediabilmente perso.

Alcune note sulle memorie non volatili (ROM/PROM/EPROM)

Da qui, l'adozione di "memorie non volatili" quali le ROM

X2210-30

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Temperature Under Bias: −10°C to +85°C
Storage Temperature: −65°C to +125°C
Voltage on Any Pin with Respect to Ground: −1.0V to +6V
D.C. Output Current: 5mA

*COMMENT

Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and the functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

X2210 D.C. AND OPERATING CHARACTERISTICS

T_A = 0°C to 70°C, V_{CC} = +5V ±5%, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	LIMITS Min	Typ(3)	Max	Units	Test Conditions
I_{CC}	Power Supply Current		35	50	mA	All Inputs = 5.25V $I_{I/O}$ = 0mA T_A = 0°C
I_{LI}	Input Load Current		.1	10	μA	V_{IN} = GND to 5.25V
I_{LO}	Output Leakage Current		1	10	μA	V_{OUT} = GND to 5.25V
V_{IL}	Input Low Voltage	−1.0		.8	V	
V_{IH}	Input High Voltage	2.0		V_{CC}	V	
V_{OL}	Output Low Voltage			.4	V	I_{OL} = 4.2mA
V_{OH}	Output High Voltage	2.4			V	I_{OH} = −2mA

CAPACITANCE

T_A = 25°C, f = 1.0 MHz, V_{CC} = 5V

Symbol	Test	Max	Unit	Conditions
$C_{I/O}$	Input/Output Capacitance	5	pF	$V_{I/O}$ = 0V
C_{IN}	Input Capacitance	5	pF	V_{IN} = 0V

NOTE: This parameter is periodically sampled and not 100% tested.

A.C. CONDITIONS OF TEST

Input Pulse Levels: 0 Volt to 3.0 Volt
Input Rise and Fall Times: 10 nsec
Input and Output Timing Levels: 1.5 Volts
Output Load: 1 TTL Gate and C_L = 100 pF

TRUTH TABLE

INPUTS $\overline{CS}$	$\overline{WE}$	$\overline{ARRAY\ RECALL}$	$\overline{STORE}$	INPUT/OUTPUT I/O	MODE
H	X	H	H	High Z	Not Selected (1)
L	H	H	H	Output Data	Read RAM
L	L	H	H	Input Data High	Write "1" RAM
L	L	H	H	Input Data Low	Write "0" RAM
X	H	L	H	High Z	Array Recall
X	H	H	L	High Z	Nonvolatile Storing(2)

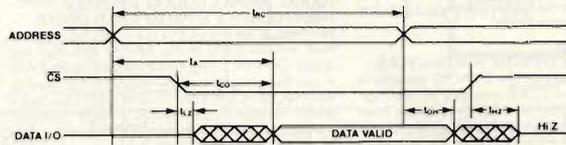
NOTES: (1) Chip is deselected but may be automatically completing a store cycle.
(2) $\overline{STORE}$ = L is required only to initiate the store cycle, after which the store cycle will be automatically completed ($\overline{STORE}$ = X).

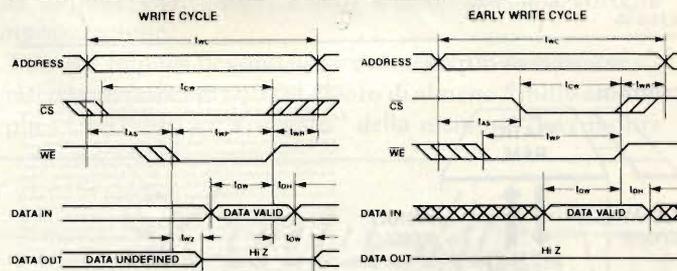
X2210-30

X2210-30 CHARACTERISTICS

T_A = 0°C to 70°C, V_{CC} = +5V ±5%, unless otherwise specified.

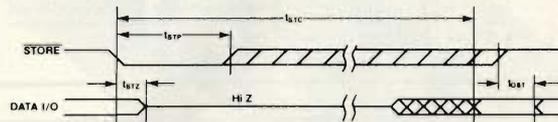
READ CYCLE

Symbol	Parameter	LIMITS Min	Typ(3)	Max	Units
t_{RC}	Read Cycle Time	300			ns
t_A	Access Time			300	ns
t_{CO}	Chip Select to Output Valid			200	ns
t_{OH}	Output Hold from Address Change	50			ns
t_{LZ}	Chip Select to Output in Low Z	10			ns
t_{HZ}	Chip Deselect to Output in High Z	10		100	ns

WRITE CYCLE

Symbol	Parameter	LIMITS Min	Typ(3)	Max	Units
t_{WC}	Write Cycle Time	300			ns
t_{CW}	Chip Select to End of Write	150			ns
t_{AS}	Address Set-up Time	50			ns
t_{WP}	Write Pulse Width	100			ns
t_{WR}	Write Recovery Time	25			ns
t_{DW}	Data Valid to End of Write	100			ns
t_{DH}	Data Hold Time	20			ns
t_{WZ}	Write Enable to Output in High Z *	10		100	ns
t_{OW}	Output Active from End of Write	10			ns

X2210-30

STORE CYCLE

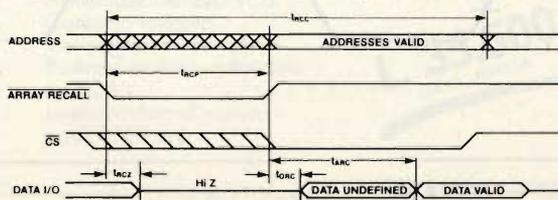
Symbol	Parameter	LIMITS Min	Typ(3)	Max	Units
t_{STC}	Store Cycle Time			10	ms
t_{STP}	Store Pulse Width	100			ns
t_{STZ}	Store to Output in High Z			100	ns
t_{OST}	Output Active from End of Store	10			ns

NUMBER OF STORE CYCLES: Based on presently available data, the X2210 is expected to perform typically 5,000 valid store cycles. A minimum number of 1,000 valid store cycles is specified.

ARRAY RECALL CYCLE

Symbol	Parameter	LIMITS Min	Typ(3)	Max	Units
t_{RCC}	Array Recall Cycle Time	1500	1000		ns
t_{RCP}	Recall Pulse Width	750			ns
t_{RCZ}	Recall to Output in High Z			100	ns
t_{ORC}	Output Active from End of Recall	10			ns
t_{ARC}	Recalled Data Access Time from End of Recall			600	ns

NUMBER OF RECALL CYCLES: After data has been stored properly in the nonvolatile memory (E^2PROM), the X2210 is expected to recall this data an unlimited number of times during the lifetime of the device.

NOTE (3) Typical values are for T_A = 25°C and nominal supply voltages.

X2210-30

X2210 DEVICE OPERATION

ADDRESSES (A_0-A_5):
The six address inputs select one of the 64 4-bit words.

CHIP-SELECT ($\overline{CS}$):
The chip select terminal affects the data-in/data-out and write enable terminals. When chip-select is high, the I/O terminals are in the floating or high impedance state.

WRITE ENABLE ($\overline{WE}$):
RAM READ/WRITE CYCLES
The RAM read or RAM write mode is selected through the write enable terminal when $\overline{CS}$ is low. A logic high selects the RAM read mode; a logic low selects the RAM write mode.

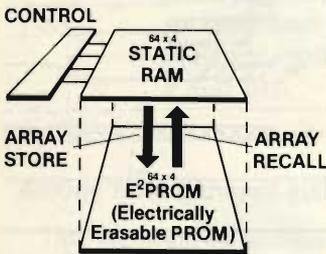
STORE ($\overline{STORE}$):
NONVOLATILE E²PROM WRITE CYCLE
Modification of data in the E²PROM memory is controlled by the $\overline{STORE}$ terminal. A low logic $\overline{STORE}$ signal applied to a device defines a store cycle which transfers a complete 64 x 4-bit copy of all 64 x 4-bit RAM storage locations into the corresponding 256-bit locations of the overlaid nonvolatile E²PROM memory. The data in the E²PROM has been modified and is a "snapshot copy" of the current RAM data. The original data in the RAM remains valid. A low logic $\overline{STORE}$ signal initiates an automatic internal store operation. A low logic $\overline{STORE}$ into a device also inhibits write enable and array recall: data-in/data-out terminals are in a high impedance state. The inhibited terminals are enabled by either automatic completion of the internal store operation or upon a high logic $\overline{STORE}$, whichever is longer. A store cycle can take place when $\overline{CS}$ is high or low. Data stored in the E²PROM remains valid with or without power supplied.

Care must be taken to prevent an unintentional initiation of a store cycle during power-up and power-down. A low logic $\overline{ARRAY\ RECALL}$ will inhibit the initiation of a $\overline{STORE}$ operation. In many microcomputer systems the system reset command can be used during power-up and power-down to generate a low $\overline{ARRAY\ RECALL}$. Another means of assuring a store cycle will not be initiated during power-up or power-down is to keep $\overline{STORE}$ high, for example by tying the input through a pullup resistor to V_{CC}, to assure that $\overline{STORE}$ approximately equals V_{CC}. In addition, the $\overline{STORE}$ operation is inhibited for V_{CC} approximately less than 3 volts.

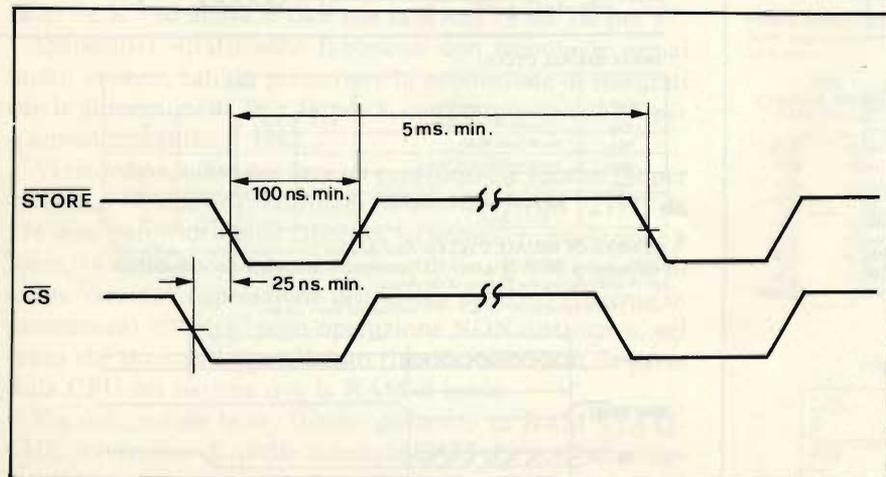
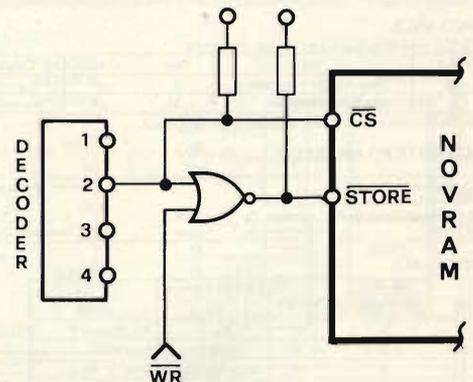
ARRAY RECALL ($\overline{ARRAY\ RECALL}$):
NONVOLATILE E²PROM READ CYCLE
Nonvolatile data stored in the E²PROM is copied back into the RAM by the $\overline{ARRAY\ RECALL}$ terminal. Once the E²PROM data is back in the RAM it can then be accessed by normal RAM read or write cycles. A low logic $\overline{ARRAY\ RECALL}$ into a device initiates a cycle that in a single operation transfers the entire 256-bit E²PROM array data bit-for-bit into the 256-bit RAM memory. The E²PROM data overwrites any data then existing in the RAM at the beginning of an $\overline{ARRAY\ RECALL}$ cycle. The data in the E²PROM remains unaltered. A low logic $\overline{ARRAY\ RECALL}$ inhibits the $\overline{STORE}$ terminal. An array recall cycle can take place when $\overline{CS}$ is high or low.

DATA-IN/DATA-OUT (I/O_1-I/O_4):
Data can be written into the RAM section of a selected device when the write enable input is low. The three-state output buffer provides direct TTL compatibility. The I/O terminals are in the high impedance state when chip select is high or whenever a write operation is being performed.

X2210-30

MEMORY ORGANIZATION

LIMITED WARRANTY

MEM-EBAUCHES SA warrants that the products sold hereunder are free from any defects in material and/or workmanship and that the products meet the nominal specifications contained in the MEM data sheet in effect at date of manufacture of such products. No other warranty is intended or should be implied by the purchaser, and MEM specifically disclaims any incidental or consequential damages which may result from the use of the purchased products. Purchaser's sole remedy under this warranty shall be the replacement without charge of any MEM products which do not comply with this warranty and which are returned to MEM within ninety (90) days of purchase. Before any product can be returned to MEM, purchaser must notify MEM in writing of noncompliance of MEM product with this warranty. This notice should include proof of purchase, all details of the use of the product since purchase, and certification that the product has been operated in compliance with the specified operating conditions and specified absolute maximum ratings. Further, no product will be returned to MEM under the terms of this warranty without the express written consent of MEM, which consent shall not be unreasonably withheld. MEM reserves the sole rights to determine compliance under the terms of this warranty.
Purchaser is solely responsible to determining whether any MEM product is suitable for use in purchaser's application. MEM therefore assumes no responsibility for purchaser's circuits and systems operation.
The foregoing is in lieu of any other warranty, express, implied or statutory including the implied warranties of merchantability and fitness for a particular purpose, and any implied warranty arising from course of performance, course of dealing or usage of trade, all of which other warranties are hereby expressly disclaimed.
Nothing herein shall be construed as passing or intending to pass Seller's warranty to Purchaser directly on to any customer(s) of Purchaser. In no event shall Seller be liable to Purchaser for loss of profits, loss of use, or damages of any kind based upon a claim for breach of warranty.

A GROWING FAMILY OF NONVOLATILE STATIC RAMS
Available for immediate delivery, the X2201 is the first single 5V supply nonvolatile static RAM and is organized 1K x 1 bits. To meet the further needs of many microcomputer based systems two new nonvolatile RAMs complement the X2201. The X2210 is organized 64 x 4 bits; the X2212 is organized 256 x 4 bits. For maximum system design flexibility, the X2210 and X2212 have compatible pin-outs and can be exchanged in the same 18-pin socket.

e successivamente le EPROM, ove ritenere in maniera indelebile i dati relativi alle sequenze di inizializzazione del computer o, per esempio, relativi ad un software che si desidera subito pronto all'uso subito dopo l'accensione.

Una memoria "ROM" (Read Only Memory) è strutturata in modo che dei veri e propri "fusibili" vengono bruciati durante la sua programmazione e, quando ciò è stato fatto, il contenuto della memoria non cambia più ed ovviamente la "permanenza" di una tale programmazione fa si che tolta e riapplicata la tensione, il contenuto sia subito e nuovamente disponibile, inalterato. Questo se la ROM è "Programmabile" (PROM). Addirittura la "programmazione" può avvenire (ed è il caso più comune) in sede di fabbricazione, previa mascheratura opportuna durante la "fotoincisione" del chip. Infine, una EPROM è una ROM che oltre ad essere programmabile è anche riutilizzabile in quanto l'utente la può cancellare con una esposizione ai raggi ultravioletti.

Caratteristica comunale delle ROM è dunque la loro nonvolatilità, ma questo è bilanciato dal fatto che la scrittura non è possibile in una memoria a sola lettura. Una ultima precisazione va fatta a proposito delle E-EPROM: sono come EPROM solo che anche la cancellazione, oltre che la programmazione, è effettuata con un impulso TTL di tensione. E questo è decisamente molto comodo rispetto alla EPROM.

Certo, per il cosiddetto "software di sistema" (firmware) una ROM è senza dubbio più che sufficiente; ma esistono applicazioni particolari ove è indispensabile unire le doti di nonvolatilità di una ROM con le possibilità di riscrivere su quegli stessi dati per modificarli. L'idea è quella di accoppiare una normale ROM statica con una E-EPROM.

Dunque, se il nostro software è un Sistema Operativo, una EPROM è OK; ma se il nostro software è per esempio stato progettato per una macchina durante l'installazione della quale vi sia bisogno di modificare certi dati, o se addirittura il software è predisposto per auto-modificarsi, ecco che segue una memoria che funzioni come una RAM statica normale e che in più non perda assolutamente il suo contenuto quando l'alimentazione venga rimossa.

Un tale compito oggi può essere svolto dalle NOVRAM MEM/XICOR, i cui dati, come è stato detto, sono esposti in queste pagine.

Si noti che il data sheet riprodotto riguarda il modello da 64 Bytes da 4 bits; va detto che però le temporizzazioni sono

Fig. 1 - Temporizzazione di Store.

Fig. 2 - Interfaccia per la generazione dello Store con CPU del tipo Z80/8080/8085.

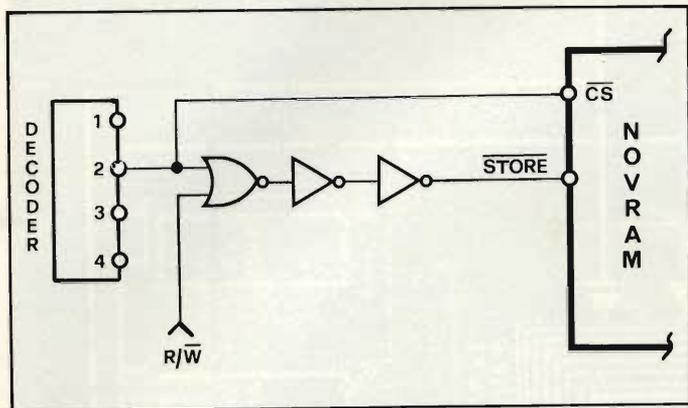



Fig. 3 - Interfaccia per l'operazione di Store (CPU del tipo 6502).

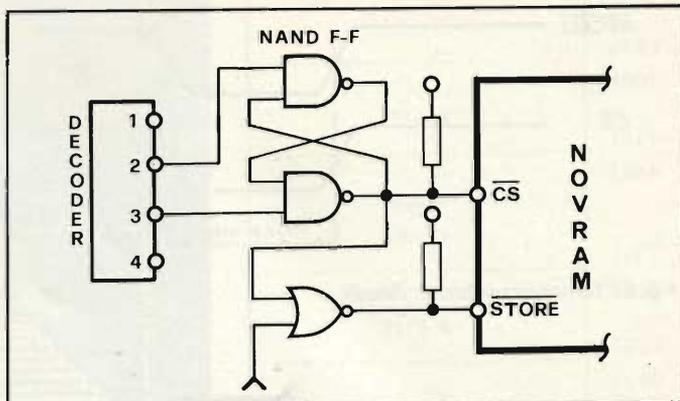



Fig. 4 - Secondo modo di generazione dello Store (CPU 6502).

comuni ai tre tipi, visibili nell'ultima parte del data sheet: cambia solo la disposizione dei pin, con l'aggiunta di nuove linee di address per i modelli più grandi.

Noterete anche che le dimensioni non sono "grandiose": 64x4, 256x4, 1024x1. Del resto dovete tenere presente la tecnologia sofisticata delle NOVRAM, e gli alti costi. Questi però, sono senz'altro destinati a scendere in un futuro prossimo.

Applicazioni delle NOVRAM MEM/XICOR

La strada verso la perfetta RAM non volatile a semiconduttore è stata considerevolmente accorciata con l'introduzione delle NOVRAM.

Queste memorie RAM non volatili hanno le seguenti caratteristiche:

singola alimentazione a +5V
ingressi tutti a livello TTL
temporizzazioni compatibili con i più comuni microprocessori.

Per avere la ritenzione dei dati, in passato il progettista doveva usare una batteria di back-up, o più di un alimentatore, etc.

La NOVRAM immagazzina permanentemente i suoi dati (e diventa una come una ROM) con due semplici impulsi di circa 100 nanosecondi spaziati di circa 5 millisecondi.

I dati possono essere ripristinati successivamente, dopo che l'alimentazione è stata riapplicata, con un solo impulso - sempre TTL - di circa 750 ns.

Come si nota dai disegni del data sheet, la NOVRAM è organizzata come un "sandwich" formato da una RAM statica normale e da una Electrically Erasable and Programmable ROM, che serve da memoria indelebile ove ricopiare il contenuto della RAM vera e propria poco prima che l'alimentazione cada.

Questi due blocchi di memoria (RAM ed E-E-PROM) si possono scambiare i loro contenuti di dati giusto quando ciò serve, ed ovviamente sotto completo controllo dell'utente.

La parte RAM opera come una comunissima RAM statica veloce (Tacc < 300 ns) e la PROM serve da "cassetto" ove riporre i dati con sicurezza, per non perderli. La EEPROM è come una EPROM, solo che anche la cancellazione avviene tramite un impulso di tensione come la programmazione, senza necessità alcuna di esposizione agli ultravioletti!

Qui di seguito si descrive l'operazione di "scambio" fra RAM ed EEPROM, e quindi l'implementazione in sistemi comuni a microprocessore.

L'operazione di memorizzazione (Store)

Le operazioni di Store e di Recall saranno descritte indipendentemente. I circuiti descritti in queste sezioni servono solo per l'una o per l'altra di queste operazioni, per cui si rimanda alla sezione "mettere insieme" per una operazione combinata. Ora, vediamo la memorizzazione.

L'operazione di STORE consiste nel provvedere due semplici impulsi TTL "attivi a zero logico" con una corretta temporizzazione.

Tali due impulsi devono durare almeno più di 100 nanosecondi ed essere distanziati fra di loro di almeno 5 millisecondi. Il pin "CHIP SELECT negato" della memoria deve inoltre

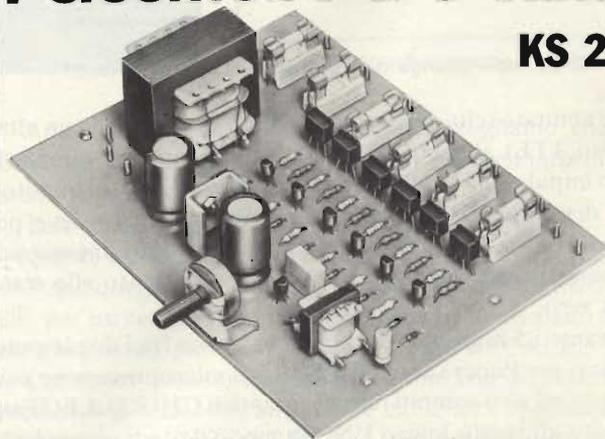
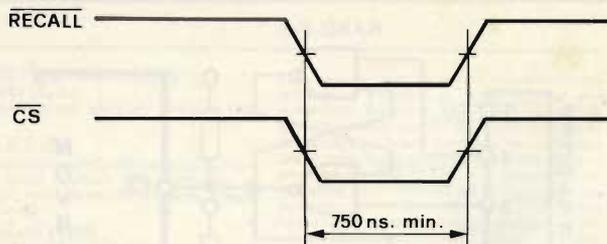



Fig. 5 - Temporizzazione di Recall.

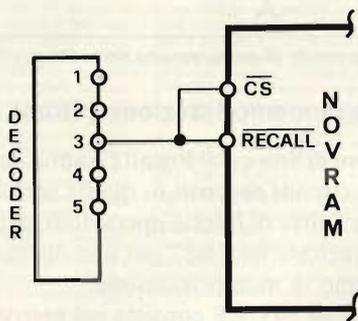



Fig. 6 - Semplice collegamento per il Recall.

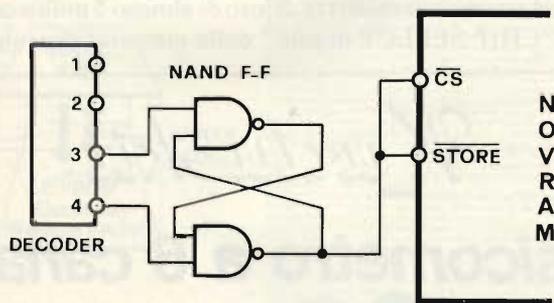



Fig. 7 - Circuito per allungare via software il segnale di Recall.

Fig. 8 - Interfaccia completa.

Fig. 9 - Interfaccia completa per CPU veloci.

essere abilitato (cioé portato allo stato logico zero da un altro impulso TTL) almeno 25 nanosecondi prima che giunga il primo impulso di STORE negato. La *figura 1* mostra quanto è stato detto. Non solo, ma il Chip Select negato deve poi rimanere basso, una volta a zero, per almeno 100 nanosecondi dal momento in cui il pin STORE viene portato allo stato logico zero.

Durante i 5 millisecondi che intercorrono fra i due impulsi necessari per l'operazione di STORE il microprocessore può dedicarsi ad altri compiti purché intanto il CHIP SELECT sia riportato allo stato logico UNO in modo da assicurare che la NOVRAM sia "disconnessa" dal bus di sistema.

La maggior parte dei microprocessori genera l'indirizzo molto prima dell'impulso di WRITE e dunque in genere non si richiedono speciali interfacce. Dunque se si assegna fisicamente al comando di STORE uno spazio opportuno della mappa di memoria gestita dalla CPU, si realizza con facilità il collegamento sul bus della NOVRAM. È, diciamo così, un semplice trucco che la *figura 2* dimostra.

I resistori sono inclusi per dare la necessaria protezione al pin STORE contro impulsi "fantasma" nell'operazione di accensione o spegnimento del sistema nello spazio di mappa di memoria definito dalla seconda uscita del decoder, nonché (OR fra i segnali) quando si esegue una scrittura con una operazione di scrittura a quell'indirizzo.

Si noti che il decoder ha le uscite attive a zero (es.: 74LS138).

Un tale schema si avvantaggia del fatto che la maggior parte dei sistemi è organizzata in modo da non sfruttare tutto lo spazio indirizzabile dalla CPU. Si noti che se la CPU ha il bus dei dati multiplexato con quello degli indirizzi occorrerà bufferare il databus per evitare contese.

Alcune CPU come la 6502 sono progettate in modo che gli indirizzi siano "pronti" sul bus (cioé che "il bus degli indirizzi è stabile") solo dopo la generazione del segnale di WRITE (che nella 6502 è unico e si chiama "R/W"): ecco allora che in *figura 3* è mostrato il circuito che allevia tale neo, con la rete di ritardo costituita da due semplici buffer.

Per coloro che, invece, ritengono più opportuno impiegare il software per controllare il ritardo fra WRITE e Chip Select, la *figura 4* mostra l'implementazione di tale metodo. Sue sono le uscite del decoder impegnate, sicché due sono le diverse zone di memoria da usare per attivare il Flip Flop. Ammettiamo di chiamare "2" lo spazio di memoria, chiamando un

	HEX ADDR. (inizio)	HEX ADDR. (fine)
2716 A	0000	07FF
2716 B	0800	0FFF
2114 A	1000	13FF
NOT USED	1400	17FF
2114 B	1800	1BFF
NOT USED	1C00	1FFF
NOVRAM (NORMAL R/W)	2000	23FF
NOT USED	2400	27FF
NOVRAM STORE	2800	2FFF
NOVRAM RECALL	3000	37FF
NOT USED	3800	3FFF

Fig. 11 - Mappa di memoria del sistema di Fig. 10.

indirizzo dal quale l'uscita "2" va a zero. Chiameremo spazio 3 l'altro. Adesso è ovvio che occorreranno TRE istruzioni per implementare l'esatta sequenza dello STORE: poiché il Chip Select deve essere generato prima del segnale di Write, occorrerà LEGGERE un indirizzo dello spazio 2. Ciò farà si che l'uscita 2 vada a zero, settando il F-F e generando il CHIP SELECT. Adesso potremo effettuare una operazione di SCRITTURA in un indirizzo dello spazio 2, così manterremo basso il Chip Select e pure manderemo a zero il WRITE. La terza istruzione, infine, sarà ovviamente un READ (lettura) di un indirizzo dello spazio 3, cosa che resetterà il F-F con la linea di WRITE pure a uno.

Si noti che con questo sistema è più che obbligatorio l'uso dei resistori di pull-up per proteggere gli ingressi a cui sono collegati da impulsi spuri alla accensione o spegnimento.

L'operazione di RECALL

Dopo un'operazione di STORE (effettuata con le modalità viste prima), la NOVRAM ha permanentemente memorizzato il contenuto della RAM nella sua E-EPROM interna. E possiamo rimuovere l'alimentazione sicuri che tale contenuto non varierà.

Adesso, riapplicata l'alimentazione, vogliamo che la E-EPROM sia ricopiata nella RAM per riavere l'informazione memorizzata.

Tale obiettivo si ha con l'operazione di RECALL.

Questa è più facile ancora dello STORE (vedasi la *figura 5*).

Tutto quello che è necessario per effettuare un RECALL è che per un tempo minimo di 750 nanosecondi siano attivi a zero logico sia pin Chip Select sia il pin RECALL.

Col solito decoder impegnato in una ben definita area di memoria genereremo un segnale che andrà applicato sia al CS-negato sia al pin di RECALL. La *figura 6* mostra come, oppure useremo il solito Flip-Flop se la nostra CPU lavora con un ciclo macchina più veloce. In tale caso sia una operazione di scrittura che una di lettura, comunque entrambe allo spazio 3 faranno si che i due pins vadano attivi a zero.

Adesso si fa eseguire alla CPU una (o più) istruzioni di NO-OPERATION per guadagnare tempo.

Trascorsi i 750 nanosecondi minimi, una operazione di lettura o scrittura nello spazio 4 rimuoverà il segnale di recall.

E questo, per il recall, è tutto. Si tratta ora di mettere insieme le due operazioni con un'unica circuiteria.

NOTA: non ho accennato fino ad ora alle normali opera-

zioni di READ/WRITE, che coinvolgono i soli pins di R/W o WR-negato che dir si voglia e Chip Select negato: tali operazioni infatti sono tali e quali a quelle che si implementano per altri comunissimi tipi di RAM statiche (es.: 2114, 2101, 2102, 2112 etc.), ed avvengono con le NOVRAM in ogni caso sempre mentre RECALL e STORE sono tenuti a uno logico (disattivi).

Come mettere insieme i due procedimenti RECALL/STORE oltre a permettere la normale operazione di READ/WRITE.

Adesso siamo pronti per assemblare l'intera circuiteria che controlla la nostra NOVRAM.

Ciò è veramente molto semplice, come del resto si nota esaminando la *figura 8*. Il Decoder viene sfruttato con 4 diverse uscite, ciascuna legata ad un diverso spazio della mappa di memoria. La normale operazione di READ/WRITE della parte RAM della NOVRAM impegna il CS-negato ed il WRITE - Enable (WE-negato). In tale caso leggendo o scrivendo nello spazio 1 si ottiene proprio un normale colloquio con la NOVRAM.

Il comando di STORE è invece generato con una istruzione di WRITE nello spazio 2; infine un RECALL si ha con una operazione di READ nello spazio 3.

Se la CPU è veloce, occorre riunire i due metodi che usano i Flip-Flop, e la *figura 9* illustra come si fa.

In tale caso la normale operazione di R/W si ha sfruttato lo spazio 2; il ciclo di STORE invece richiede una LETTURA in 3, una SCRITTURA pure in 3 ed una LETTURA in 4. Il RECALL richiede pure tre cicli, con una LETTURA in 1, una NO-OPERATION e quindi una LETTURA in 4.

Si ricorda ancora che quando si è detto "lettura o scrittura in X" si è voluto sottointendere l'esecuzione della suddetta operazione con la generazione di un indirizzo tale per cui il decoder attivi la relativa uscita.

Un esempio completo

La *figura 10* mostra l'organizzazione della memoria, a titolo di esempio, ove si usi una parte di EPROM, una di RAM ed una di NOVRAM.

Con la NOVRAM un sistema siffatto potrà diventare autoadattativo, modificando da sé il suo monitor a seconda della evoluzione del processo al cui controllo il sistema è stato per esempio dedicato.

La mappa di memoria di una tale organizzazione è riportata nella *figura 11*.

Alcune applicazioni

Una breve panoramica degli usi delle NOVRAM: esse sono usate in una vasta varietà di terminali, sistemi di test, controlli di processo, giochi, equipaggiamento per macchine speciali, comunicazioni e così via.

Le NOVRAM XICOR/NEM-MARIN possono rimpiazzare altre tecnologie al presente impiegate per mantenere i dati: CMOS RAM+ batteria, EPROM, EEPROM, EAROM e perfino DIPSWITCHES.

Per ulteriori informazioni su tali prodotti si rimanda al Distributore in Italia:
SKYLAB srl - V. M. Gioia 66 - 20125 MILANO
(tel. 02-6883806)

HIFI
meriphon®
CAR • SOUND FOR EXPERTS

Termometro numerico 0 ÷ 100 °C

di F. Pipitone

Gli apparecchi di misura di grandezze elettroniche con visualizzazione numerica sono apparsi sul mercato verso il 1958. L'elemento principale che determinò il successo di quegli indicatori fu la visualizzazione numerica. Infatti gli indicatori digitali offrono vantaggi nella precisione della misura. Fino a pochi anni fa il costo dei componenti necessari per la realizzazione di un termometro numerico e in particolare per il trasduttore (sonda) era talmente alto, che questi elementi sensibili alla temperatura, rimanevano esclusi dalle produzioni per esigenze di mercato, e venivano utilizzati nel settore industriale e militare tagliando completamente fuori l'hobbistica elettronica. Poi col perfezionarsi delle tecnologie e con la continua domanda di trasduttori da parte del settore civile, i costi di produzione sono scesi al punto da consentire la costruzione di termometri numerici anche all'appassionato di elettronica desideroso di possedere un termometro numerico.

I metodi e i trasduttori impiegati per la misura delle temperature sono diversi; infatti per il trasduttore (sonda) vengono impiegati i tipi a termocoppia, i termistori, la giunzione dei transistori o quella dei diodi. Ma richiedono circuiti molto complessi per la loro utilizzazione, tuttavia vale la pena accennare come sono fatti e come funzionano. *Sonda a termocoppia:* Il sistema di misura della temperatura con delle termocoppie può essere definita differenziale. Infatti una termocoppia è formata da due fili di metallo differenti, saldati alle loro estremità, che raffreddandosi o scaldandosi generano una forza elettromotrice dalla giunzione e una corrente che circola nel circuito. *Sonda a termistore:* Le sonde a termistore sono dei semiconduttori di materiale ceramico ottenuti con la sintetizzazione di miscele di ossidi come: magnesio nichel, cobalto, rame, ferro e uranio. Sebbene questi materiali e le loro caratteristiche semiconduttive fossero conosciute da circa 200 anni, soltanto negli ultimi 30 anni si sono sviluppate tecniche per la produzione di unità riproducibili stabili, con differenti configurazioni adatte ad ogni applicazione. Le caratteristiche elettriche si possono ottenere variando il tipo di ossido, la misura fisica e la configurazione del termistore. *Sonda a transistore:* La base di un transistore collegata a una diagonale del ponte viene mantenuta a una corrente costante, che a sua volta mantiene costante la corrente di collettore, per cui la tensione presente ai capi, emettitore base è una funzione lineare nei confronti della temperatura. Affinchè la forza elettromotrice sia l'immagine della temperatura realmente misurata bisogna tener conto della temperatura della giunzione di riferimento. Generalmente questa giunzione è riportata, per ragioni di comodità ai morsetti dell'apparecchio di misura per mezzo di un cavo di compensazione, con caratteristiche termoelettriche della stessa natura di quelle della termogiunzione in certi casi

particolari il collegamento è realizzato con filo di rame, il che permette di mantenere la giunzione di riferimento vicina alla giunzione di misura (testa di raccordo della termogiunzione). La giunzione di riferimento è allora nominata giunzione di riferimento riportata. Come nel caso di una giunzione normale, la correzione viene assicurata con la misura della temperatura J^R e della generazione di una tensione proporzionale aggiunta alla forza elettromotrice della coppia. In un apparecchio elettronico, a causa dell'autoriscaldamento, la temperatura dei morsetti è differente dalla temperatura ambiente. Per un indicatore di precisione, la correzione della giunzione di riferimento sarà sempre realizzata misurando la temperatura dei morsetti e generando una tensione proporzionale che verrà aggiunta nella maniera più conveniente, alla forza elettromotrice fornita dalla termogiunzione.

Questa correzione può essere realizzata anche con l'aiuto di una coppia o di un solo diodo. In secondo luogo, la relazione che esiste tra temperatura e forza elettromotrice non è lineare poichè la sua legge varia da un tipo all'altro di termocoppia. Impiegando il sistema logico digitale si ricerca la migliore linearità possibile. Ne risulta che per visualizzare sull'indicatore una temperatura, e non una forza elettromagnetica bisogna introdurre degli elementi di correzione che avranno lo scopo di modificare la tendenza della curva di conversione in un certo numero di punti che dipendono dalla natura della termocoppia e dell'intervallo da misurare. Questa correzione di non linearità può venire realizzata in maniera numerica o analogica.

Quando negli apparecchi digitali vengono introdotti questi due perfezionamenti e quando sono utilizzati nelle proprie condizioni di riferimento e in assenza di disturbi parassiti, gli strumenti possono fornire un'indicazione della misura della temperatura con precisione di 1°C (al posto dei 10°C del termometro analogico), con una risoluzione di 0,1°C, eventualmente con una indicazione al decimo di grado in tutto il campo di utilizzazione della termocoppia considerata. Ciò rappresenta, per esempio, una precisione superiore al millesimo sull'informazione fornita da una termocoppia nickel-cromo-nickel. È chiaro che per ottenere tutta la precisione che è in grado di fornire l'indicatore, bisogna necessariamente impiegare una termocoppia il cui campionamento sia stato preventivamente controllato. Il termometro numerico oggetto del presente articolo impiega una sonda a circuito integrato in grado di assicurare la massima precisione della misura con un costo relativamente basso. Il dispositivo è in grado di misurare temperature che vanno da un minimo di 0°C a un massimo di 100°C.

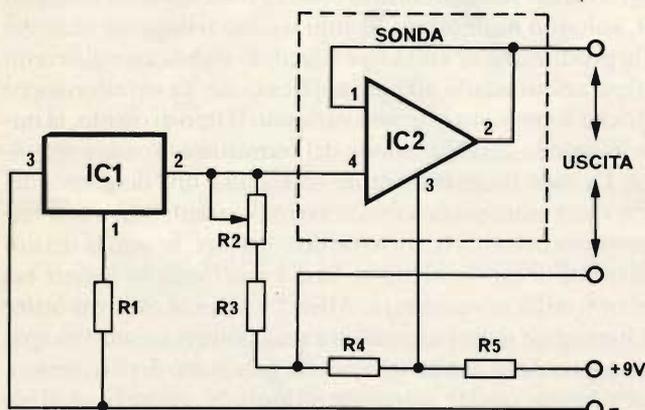



Fig. 1 - Circuito d'ingresso del termometro numerico; da notare il circuito integrato IC 2 che funziona da sonda.

COMPONENTI DEL CIRCUITO D'INGRESSO
Resistenze
R1 = 68 Ω
R2 = Trimmer multigiri 20 k Ω
R3 = 39 k Ω
R4 = 27 k Ω
R5 = 39 Ω
Integrati
IC1 = 334 National
IC2 = 3911 National (Sonda)

COMPONENTI DELLO STADIO VISUALIZZATORE
Resistenze
R1 = 1 M Ω
R2 = 100 k Ω
R3-R4 = 150 Ω
P1 = Trimmer multigiri 47 k Ω
P2 = Trimmer multigiri 10 k Ω
Condensatori-Semiconduttori
C1 = 220 nF
TR1/TR2/TR3/ = BC 327 Philips
IC1 = CA 3062 E - RCA
IC2 = CA 3062 E - RCA
DL1/DL2/DL3 = TIL 313 R Texas

Circuito elettrico del trasduttore (sonda)

La *figura 1* riporta il circuito elettrico relativo al circuito d'ingresso ed alla sonda. Come si osserva dalla stessa il cuore di tutto il circuito è costituito dall'integrato IC2 (LM 3911). Tale IC assicura un'elevata precisione di base pari allo 0,5% su tutta la gamma da 0 a 100°C, con una risoluzione di 0,1°C. Ciò significa che quando misurerete una temperatura di 40,5°C, leggerete sui tre display esattamente quel valore. L'integrato sonda è racchiuso in un contenitore metallico, in SINGLE-CHIP tecnicamente avanzatissimo costruito con una speciale tecnica di calibratura lineare, ottenuta con l'impiego del raggio laser, tale integrato viene prodotto dalla nota casa americana NATIONAL-SEMICONDUCTOR.

L'integrato IC1 (LM 334), fornisce in uscita (sul pin 2), la tensione di riferimento costante necessaria all'integrato IC2 e mantiene costante la corrente che lo attraversa, causando uno sbilanciamento di corrente solamente quando la sonda stessa viene sottoposta a sbalzi di temperatura.

Tale variazione lineare su tutta la gamma, si manifesta all'uscita, sotto forma di tensione. Abbiamo pertanto una variazione di temperatura/tensione di 10 mV per grado C, ciò significa che, +100°C corrispondono ad una tensione di 1V. L'intero circuito, data la bassa corrente di assorbimento necessita di una singola alimentazione a + 9V, ottenuta da una comune fonte di alimentazione stabilizzata. Questo circuito d'ingresso per il suo corretto funzionamento viene utilizzato in unione a un voltmetro digitale a tre cifre. In *figura 2* viene illustrato lo schema elettrico completo del convertitore analogico digitale. Osservando brevemente lo stesso si constata che i circuiti integrati IC1 e IC2 provvedono a tutte le funzioni riguardanti un voltmetro digitale a doppia rampa. La tensione di riferimento viene prodotta da un circuito campione all'in-

terno dell'integrato, questo sistema richiede soltanto alcuni componenti esterni quali il condensatore C1, inserito sull'integrato avente funzioni di completamento, il trimmer P1 che stabilisce lo zero, il secondo trimmer P2 che calibra il fondo scala 99.9.

Poichè questi integrati sono in tecnologie LSI-MOS, non è possibile ottenere una forte corrente delle loro uscite, per incrementare detta corrente si ricorre ai transistori TR1, TR2, TR3 aventi funzioni di BUFFER. Il circuito integrato IC1 svolge la funzione di convertitore analogico digitale.

A conversione avvenuta otteniamo in uscita il codice di comando in binario e più esattamente dai piedini 16,15, 1, 2, questa informazione viene trasferita ai piedini 6, 2, 1 e 7 del circuito integrato IC2 che funziona da decodificatore trasformando il sistema binario in codice a 7 segmenti secondo il noto sistema MULTPLEX. L'ingresso del convertitore si trova tra la massa e il resistore R1 (IN), l'uscita a 7 segmenti viene collegata ai display DL1, DL2, DL3 che sono montati tutti in parallelo, il pilotaggio dei display avviene tramite l'informazione selettiva proveniente dai piedini 3,4 e 5 dell'integrato IC1, detta informazione pilota le basi dei transistori TR1, TR2 e TR3 che a seconda del codice di comando illuminerà il display corrispondente. Naturalmente questo ciclo di lavoro si svolge ad una frequenza elevata dando l'impressione all'occhio che tale fenomeno sia continuo.

Considerazioni meccaniche

Il termometro numerico descritto in questo articolo è stato inserito in un condensatore in alluminio anodizzato autocostruito, così suddiviso:
Pannello anteriore dimensioni 17,5 x 6 cm.
Su detto pannello vengono praticati i fori relativi all'interruttore ON, alla presa della sonda, ai due diodi LED e ai due fori di fissaggio dello stesso. Sempre sul detto è presente una finestrella rettangolare delle seguenti dimensioni: cm. 5 x 2, in essa viene applicata a pressione un rettangolo di PLESGLASS trasparente verde adeguatamente dimensionato.

Il pannello posteriore ha le stesse dimensioni del pannello anteriore e su questo sono presenti i due fori di 3 mm. per il fissaggio dello stesso e una finestrella rettangolare per il fissaggio di una presa di alimentazione di rete e una presa OPTIONAL per un'eventuale alimentazione a batteria.

Il coperchio superiore è a forma di U ed ha le seguenti dimensioni: cm. 17,6 x 6,2 x 6,2 x 20,5, sempre sullo stesso vengono praticati quattro fori per il fissaggio sul telaio laterale. Sul coperchio inferiore andranno praticati quattro fori per il fissaggio a pressione dei piedini di gomma più due fori da 3 mm. per il fissaggio della struttura interna. I due pannelli interni che fungono da fiancate laterali hanno le seguenti dimensioni: cm 1 x 19,5 x 1 x 5,9 sugli stessi andranno praticati quattro fori, utili per il fissaggio del pannello posteriore e anteriore e del coperchio superiore.

Circuito di alimentazione stabilizzato

In *figura 3*, viene riportato il circuito elettrico dell'alimentatore stabilizzato. Come si nota dalla stessa esso è costituito dal trasformatore T1, che fornisce sul secondario una tensione di 13 Vc.a., che viene applicata al ponte di diodi PD1, raddrizzata e filtrata dal condensatore elettrolitico C1. Il polo positivo di PD1 viene collegato sull'entrata del circuito integrato IC1 (MC 7809), ottenendo all'uscita una tensione stabilizzata di +9 Volt, della tensione viene applicata all'entrata

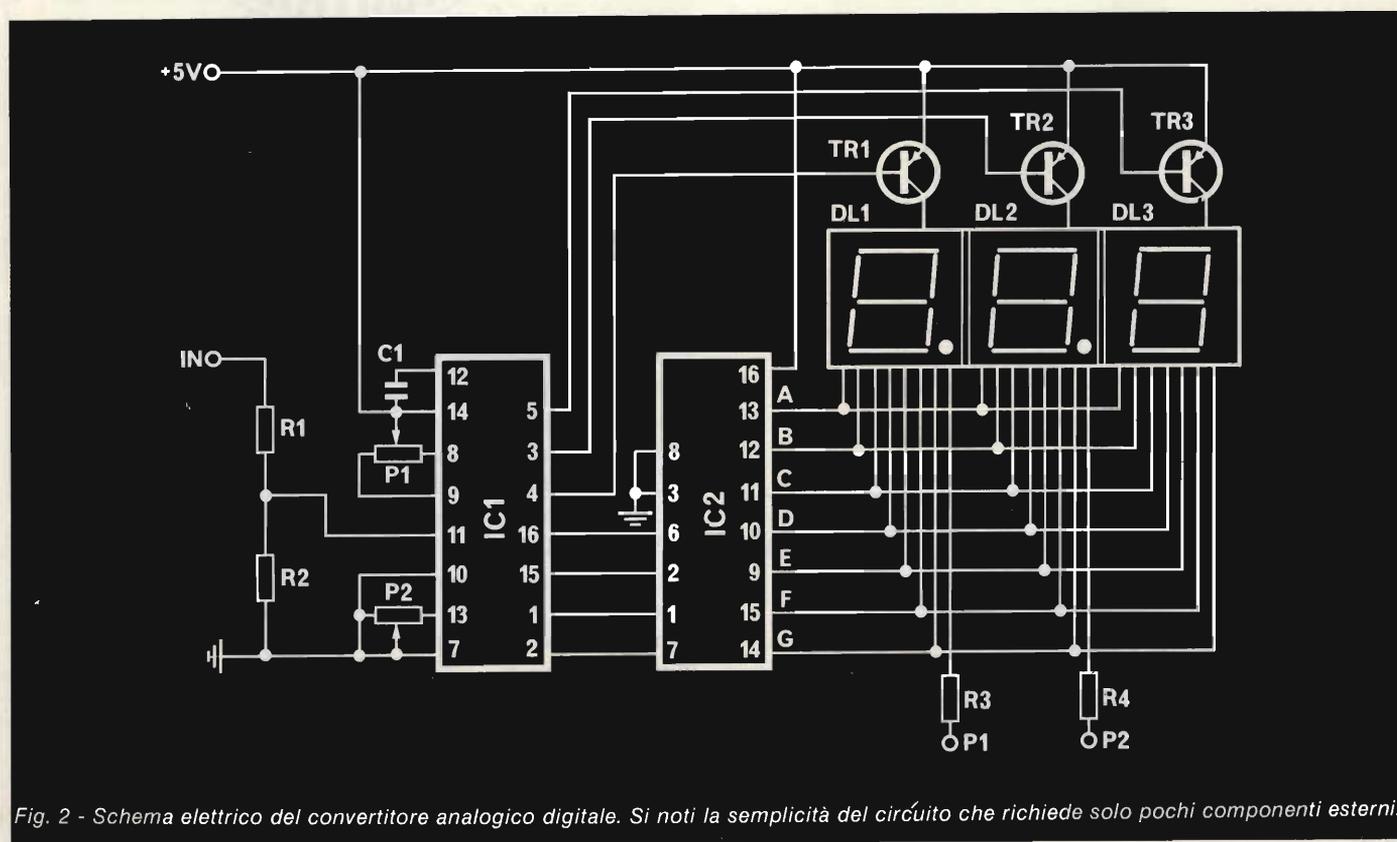



Fig. 2 - Schema elettrico del convertitore analogico digitale. Si noti la semplicità del circuito che richiede solo pochi componenti esterni.

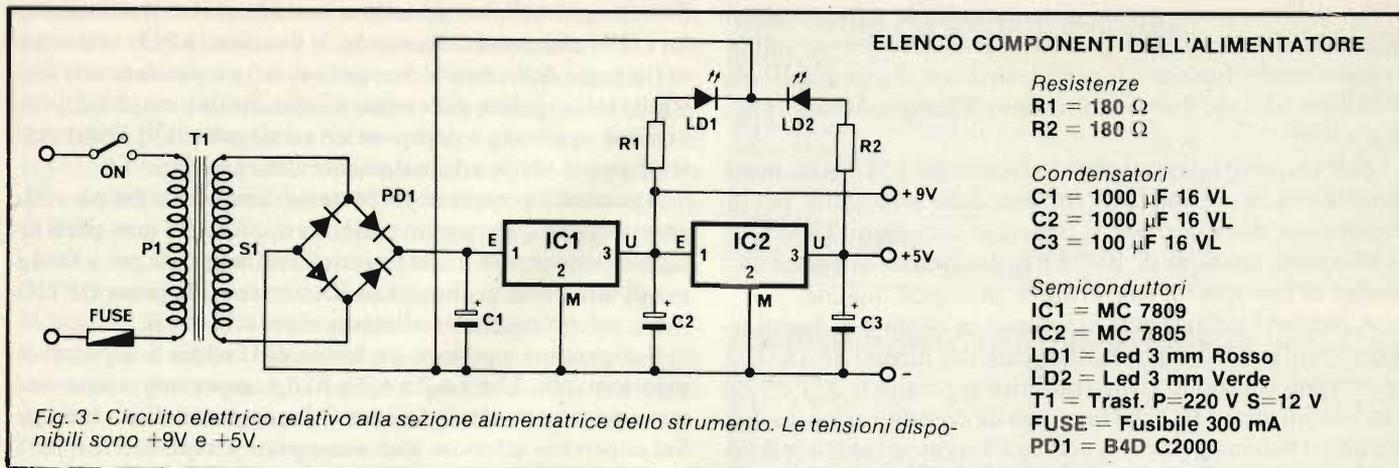



Fig. 3 - Circuito elettrico relativo alla sezione alimentatrice dello strumento. Le tensioni disponibili sono +9V e +5V.

del circuito integrato IC2 (MC 7805), che dà in uscita una tensione stabilizzata di + V. Quest'ultima serve ad alimentare il voltmetro digitale a tre cifre, mentre la tensione di +9 V alimenta il circuito d'ingresso della sonda.

I sensori a termistori sono diventati gli unici impiegati nelle misure delle temperature, infatti fino a poco tempo fa era impossibile produrli con caratteristiche identiche di resistenza-temperatura a basso costo.

Questi sensori non potevano essere forniti direttamente e non erano intercambiabili. Con lo sviluppo di nuove tecnologie la TERRY-FERRARIS ha introdotto sul mercato una nuova serie di termistori in grado di risolvere definitivamente il problema della misura della temperatura. È disponibile un'intera linea di questi dispositivi che vengono applicati sia a

Fig. 4 - Circuito stampato del circuito d'ingresso visto dal lato rame in scala 1:1.

Fig. 5 - Disposizione dei componenti sulla basetta ramata visibile in fig. 4.

livello industriale che aerospaziale. La scelta e la selezione ad un valore adeguato della resistenza è fatta sulla misura della temperatura, sui valori di resistenza agli estremi della misura della temperatura e sulla sensibilità. I termistori con la resistenza più bassa sono più adatti per misure di temperature più basse e viceversa. La massima resistenza alle basse temperature non deve superare un certo valore dato che deve soddisfare le esigenze di circuiti amplificatori, strumenti indicatori, ecc.

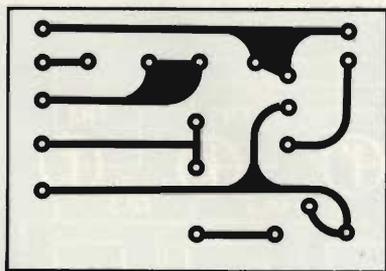
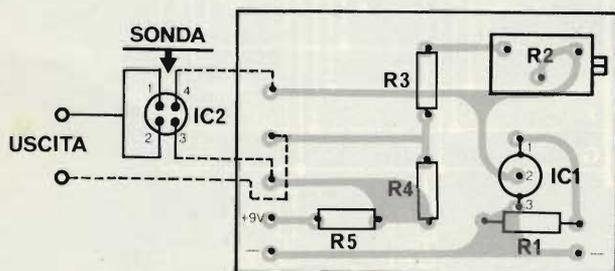
Una resistenza molto elevata alle basse temperature, può dare falsi segnali. Quest'ultimo tipo di termistore va collegato con cavo schermato. Per contro, la minima resistenza per le alte temperature non deve essere inferiore ad un valore critico poichè possono insorgere errori di lettura dovuti alla resistenza di linea provocata da cambiamenti di temperatura ambiente. Molti fenomeni secondari associati a variazioni di temperatura, spesso sono di aiuto ai progettisti. Infatti, dove lo scopo è quello di misurare o controllare la temperatura, il progettista ha a disposizione un'ampio assortimento di trasduttori e l'unico problema di risolvere consta semplicemente in una questione di selezione delle migliori caratteristiche tecniche.

Frequentemente per applicazioni industriali e militari dove devono essere controllate continua gamme di temperatura, la scelta è limitata da considerazioni pratiche, a tre dispositivi familiari: i termistori, le termocoppe e le termoresistenze. I dispositivi di resistenza/temperatura, danno un'indicazione diretta della temperatura assoluta. Le termocoppie che misurano i differenziali di temperatura tra due differenti metalli, danno una misura relativa. Per indicazioni dirette devono essere usate termocoppie a giunto compensate ad un riferimento di temperatura noto.

Questi dispositivi sono adeguati a misure di temperatura da pochi gradi sopra lo zero assoluto a circa + 300 °C.

Possono essere usati a valori più alti ma con lo svantaggio che tendono a diminuire la loro stabilità sopra i 300 °C.

Infatti per valori di temperatura più alti, è consigliabile l'impiego di termoresistenze al platino che hanno normalmente una gamma di — 145 °C/1100 °C, mentre gli apparecchi all'iridio possono essere usati sopra i 2200 °C. La non linearità della variazione di resistenza, aumenta agli estremi della gamma di temperatura. La sensibilità dei trasduttori a resistenza è funzione di un ben preciso coefficiente. Una tipica termoresistenza al latino mostrerà una variazione di — 0,1 Ω/°F a temperatura ambiente. La sensibilità dei trasduttori a resisten-

za e temperatura, è un fattore molto importante, infatti la resistenza di un termistore può cambiare da 10.000 a 1, in rapporto a una variazionedi circa 4 a 1 riferita alla termoresistenza al platino sottoposta alla stessa gamma di temperatura. Come indicazione di sensibilità relativa, informiamo che la tensione in uscita di una termocoppia sulla sua intera gamma di temperatura, può aumentare tipicamente con un fattore di 15 a uno.

Generalmente, i termistori e le termocoppie danno delle precisioni assolute relativamente alte. Le termocoppie commerciali hanno normalmente una tolleranza specifica uguale o minore a ± 1 °C in tutta la loro gamma.

I termistori e le termoresistenze hanno generalmente maggior stabilità nel tempo rispetto alle termocoppie. Le caratteristiche dei termistori tendono a diventare più stabili con l'uso, viceversa per le termocoppie.

Da esperienze eseguite, i termistori risultano variare nell'indicazione della temperatura di solo 0,003 °C per anno su un periodo di 12 anni. In un periodo di tre mesi le termocoppie risultano di cambiare da 0,1 °C a 0,3 °C. Ambedue i componenti offrono precisioni di ± 0,01 °C oppure maggiore. L'affidabilità delle misure con i termistori è tale che le variazioni di lettura ripetute sono inferiori alla precisione totale del circuito.

Montaggio pratico

Per l'intero montaggio del termometro numerico non ci sono particolari problemi, tuttavia è consigliabile seguire delle fasi di montaggio ben definite.

Come prima cosa ci occuperemo dell'assemblaggio dei

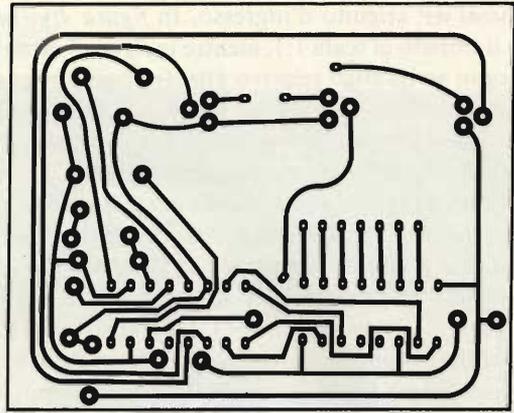



Fig. 6 - Disposizione pratica dei componenti sulla basetta ramata del voltmetro digitale.

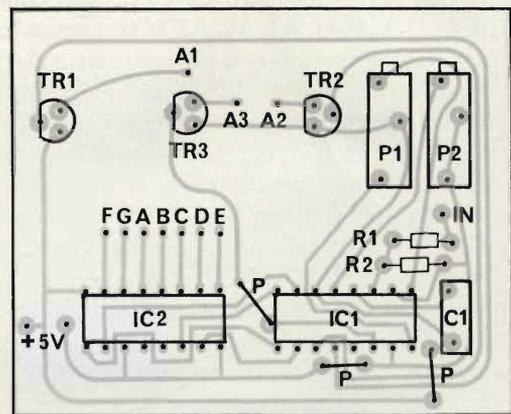



Fig. 7 - Basetta ramata vista dal lato saldature in scala 1:1 del voltmetro digitale.

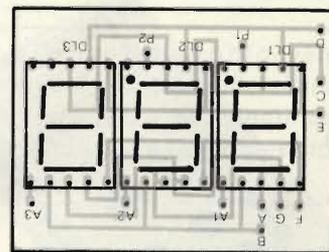



Fig. 8 - Disposizione pratica dei tre display.

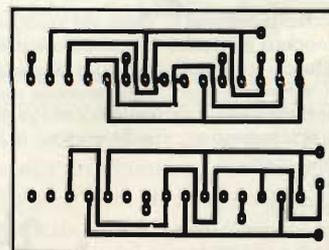



Fig. 9 - Circuito stampato a grandezza naturale del pannellino visualizzatore.

componenti del circuito d'ingresso. In *figura 4* viene dato il circuito stampato in scala 1:1, mentre in *figura 5* viene illustrato il disegno serigrafico relativo alla disposizione pratica dei componenti. Saldare i resistori R1, R3, R4, R5, il trimmer multigiri R2, il circuito integrato IC1, e il circuito integrato IC2 che consiste nella sonda del termometro. Come seconda fase di assemblaggio ci occuperemo del voltmetro digitale, le *figure 6 e 7* illustrano rispettivamente il disegno serigrafico dei componenti e il circuito stampato in scala 1:1 visto dal lato rame. Iniziate col sistemare i resistori R1, R2, i trimmer multigiri P1, P2, il condensatore C1, i transistori TR1, TR2, TR3, i ponticelli contrassegnati con la lettera P che ricaverete da uno spezzone di filo stagnato da 0,6 mm. I circuiti integrati IC1, IC2, è consigliabile montarli su zoccoli.

Superata questa fase, sistemate i tre display facendo riferimento alla disposizione pratica di *figura 8*, mentre la *figura 9* riporta il circuito stampato a grandezza naturale. Il collegamento diretto tra il circuito base e il circuito visualizzatore, va fatto tramite un pezzetto di piattina multicolore collegata sui punti A, B, C, D, E, F, G, A1, A2, A3, e i corrispondenti punti della piastra base. Fatto ciò non vi rimane altro che montare tutti i componenti relativi al circuito di alimentazione.

La *figura 10* riporta il circuito stampato in scala 1-1 visto dal lato rame, mentre la *figura 11* illustra il disegno relativo alla disposizione pratica dei componenti. Proseguite il montaggio iniziando con i resistori R1, R2, i condensatori elettrolitici C1, C2, C3, rispettandone la polarità, il ponte dei diodi PD1, i circuiti integrati IC1, IC2, mentre i diodi LED LD1, LD2, andranno montati tramite due pezzetti di filo sul pannello anteriore in quanto hanno il compito di segnalare la presenza delle tensioni stabilizzate d'uscita + 9 V, + 5 V.

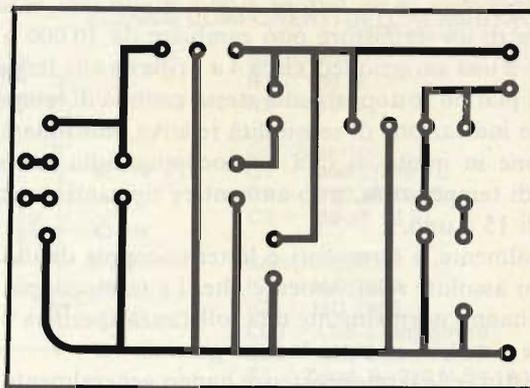



Fig. 10 - Circuito stampato in scala 1:1 visto dal lato rame del circuito d'alimentazione.

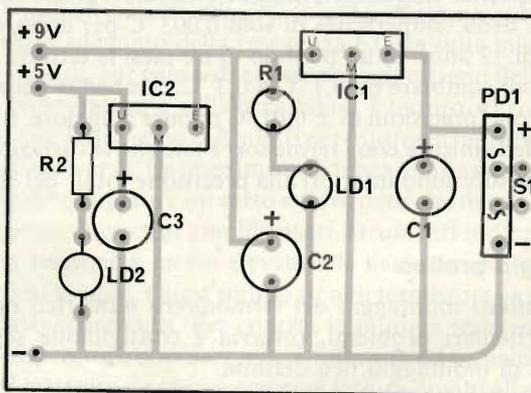



Fig. 11 - Disposizione pratica dei componenti relativo alla fig. 10.

Taratura e messa a punto del circuito d'ingresso

La taratura del termometro numerico risulta molto semplice, infatti come prima cosa ci occuperemo della messa a punto del voltmetro digitale. Dopo aver alimentato il circuito con il + 5 V, cortocircuitate l'ingresso "IN" con la massa, quindi regolate il trimmer multigiri P2, fino ad ottenere la lettura sui tre display di "000". Come seconda fase inviate all'ingresso "IN" una tensione campione, ad es. 9,99 V; regolate quindi il trimmer multigiri P1, fin quando leggerete sui tre display il numero 9,99 V. Conclusa questa fase il voltmetro digitale è pronto per essere utilizzato insieme al circuito d'ingresso citato in seguito.

Per la messa a punto del circuito d'ingresso preparate un contenitore metallico, versatevi dell'acqua e mettete il tutto sul fuoco, fino a raggiungere l'ebollizione dell'acqua (100 °C). Dopo aver alimentato il circuito d'ingresso con il + 9 V, e l'uscita sull'ingresso "IN" del voltmetro digitale, immergete la sonda (IC2) nel contenitore dell'acqua, quindi regolate il trimmer R2 (20 kΩ), fino a leggere sul visualizzatore numerico il numero 99,9 °C esatti. A questo punto il circuito d'ingresso risulta totalmente tarato e quindi il termometro numerico è pronto per effettuare misure di temperature che vanno da un minimo di 0 °C a un massimo di 100 °C (99,9 °C).

Bibliografia

Manuale dei Termistori Terry Ferraris & C. Milano
DATA BOOK RCA SOLID STATE LINEAR INTEGRATED CIRCUITS SSD-240A 1978

Misuratore di beta per transistori

di E. Pedranti

Non vi è mai capitato di avere la necessità di sapere il beta di un transistore o di dovere selezionare due transistori che abbiano il guadagno in corrente il più possibile simile? Vedere se effettivamente questo importante parametro del transistore é contenuto nelle specifiche del costruttore? A queste domande (e anche a qualcun'altra) lo strumento che vi descriverò darà risposta.

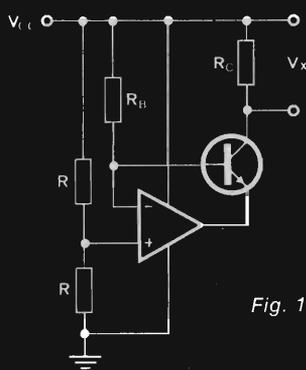



Fig. 1 - Schema di principio.

Il beta di un transistore non è però un parametro ben determinato nel senso che esso è influenzato prima di tutto in maniera considerevole dalla corrente di base e in modo diverso a seconda che il semiconduttore in esame sia di piccola, media o alta potenza. In linea generale si ha che tale parametro assume valori bassi per correnti di base basse, aumentando con l'aumentare della corrente di base nel caso di transistori di potenza; invece nei piccoli transistori si ha un intervallo di valori della corrente di base nel quale il guadagno di corrente presenta un massimo, per decrescere per correnti di base troppo basse o alte. Diventa così necessario poter provare i transistori nella condizione che più si avvicini a quella di reale utilizzo. Ecco perchè è stato previsto un commutatore che permette di scegliere la corrente di base più idonea.

Altra causa di variabilità è la temperatura di funzionamen-

to del semiconduttore che fa aumentare il beta con l'incremento della temperatura stessa: se quindi troverete che, una volta realizzato questo strumento, il numero rappresentato sui displays crescerà costantemente, la causa è da imputarsi al riscaldamento che giocoforza si ha quando un qualsiasi elemento (e quindi anche un transistore) viene percorso da corrente elettrica: il famoso effetto Joule. Tale effetto si farà soprattutto sentire per le due maggiori correnti delle quattro selezionabili e iniettabili in base (1 μA, 10 μA, 100 μA e 1 mA), ciò perchè solo in questi due casi la corrente di collettore è sufficientemente elevata da indurre un apprezzabile effetto Joule: infatti per una corrente di base di 1 mA quella di collettore può arrivare a diverse centinaia di milliampere. Attenzione allora ad usare questa portata solo per transistori che siano in grado di sopportare senza danneggiarsi delle correnti I_{cc} superiori a tale valore.

Come funziona

Per capire come funziona questo apparecchio è bene fare un pò (solo un pò) di teoria con qualche semplicissima formula. Consideriamo lo schema di principio di *figura 1*: forse qualcuno di voi già saprà che un amplificatore operazionale, per un suo corretto funzionamento in zona lineare, deve avere gli ingressi invertente e non-invertente alla stessa tensione o, in altre parole, la differenza di potenziale fra essi deve essere praticamente nulla. Basandosi su questo fatto e ammesso che la tensione d'uscita si sposti di quel tanto che basta per riportare, ogni qualvolta si dovesse avere una variazione, la tensione dell'ingresso invertente allo stesso valore dell'altro, si deduce che:

$$I_B = \frac{V_{cc}}{2\,.\,R_B} \qquad 1)$$

trascurando la corrente di polarizzazione dell'ingresso dell'operazionale, come tra l'altro è lecito in quanto questa è molto più piccola della minore delle correnti di base. In R_C circolerà allora una corrente

$$I_C = \beta \cdot \frac{V_{cc}}{2.R_B} = \beta \cdot I_B \qquad 2)$$

e la tensione V_x diverrà

$$V_x = \beta \cdot \frac{V_{cc}.\,R_C}{2.R_B} \qquad 3)$$

Scegliendo in modo adeguato le resistenze R_C e R_B si può fare in modo di avere direttamente il valore di beta. Un esempio chiarirà meglio ciò che ho esposto sopra.

Prendiamo $V_{cc} = 7{,}2$ V, $R_B = 3600\ \Omega$ e $R_C = 1\ \Omega$. Il valore abbastanza strano di V_{cc} si spiega col fatto che per semplificare al massimo il circuito del misuratore ho scelto una tensione di alimentazione dell'operazionale pari a quella di riferimento dello stabilizzatore μA 723, che appunto vale 7,1 ÷ 7,2 V.

Sostituendo i valori sopra nella formula 3) otteniamo

$$V_x = \frac{P}{1000} \qquad 4) \qquad e \qquad \beta = V_x \cdot 1000 \qquad 5)$$

Conoscendo V_x è possibile così risalire al valore di beta; se questa misura viene fatta in millivolt otteniamo un notevole vantaggio: il valore della tensione diviene numericamente uguale al beta. E la tensione V_x è facilmente misurabile in millivolt con i millivoltmetri integrati oggi in commercio e con i quali sono stati realizzati e presentati alcuni multimetri su questa stessa rivista.

A questo punto è facile capire che variare la corrente di base equivale a cambiare la R_B; è indispensabile anche sostituire la R_C così da mantenere costante il fattore moltiplicativo di V_x nella seconda parte della formula 5) e che chiameremo K. Come si vedrà tra poco, parte della taratura consiste proprio nel mantenere K fisso. Siccome tale costante dipende da V_{cc} è

Fig. 2 - Schema elettrico del "misuratore di beta" presentato in questo articolo. I componenti racchiusi nella parte tratteggiata trovano posto sul circuito stampato, i rimanenti vengono montati a pannello.

stato innanzitutto necessario rendere indipendente dal tempo e dalla temperatura (che è la maggior causa di deriva nei valori dei componenti) la tensione di alimentazione: ciò è stato ottenuto con un ottimo stabilizzatore quale il μA 723. Non bisogna infatti mai dimenticare che si stà parlando di uno strumento di misura: è di primaria importanza utilizzare schemi circuitali e componenti adatti, anche se generalmente più costosi. Non si può pensare di usare dei componenti con mediocri caratteristiche per far delle misure con una certa affidabilità. Ecco spiegato in tal modo l'utilizzo di un operazionale per strumentazione quale il μA 725, di trimmer multigiri anzichè i soliti a un giro, di resistenze sovraddimensionate (R_{22} e R_{23}) così che il calore venga più velocemente smaltito.

Lo schema di principio di *figura 1* è naturalmente valido anche per transistori PNP: basta connettere R_B e R_C a massa anzichè a V_{cc}; questo viene fatto con il triplo deviatore S_2 che ha inoltre lo scopo di mantenere una ben precisa polarità all'ingresso del voltmetro così da usare sempre e solo il range di +999 mV trascurando quello più ristretto di −99 mV.

La necessità di mantenere separate in modo così drastico le alimentazioni del voltmetro e del misuratore vero e proprio dipende dal fatto che nel passare da transistori NPN a PNP nessuno dei due fili che costituiscono l'ingresso del voltmetro si mantiene al potenziale precedente; si ha in pratica che il potenziale di V_x è fluttuante rispetto all'alimentazione del voltmetro.

Riferendosi allo schema elettrico di *figura 2*, prima di passare a spiegare come tarare il misuratore di beta dirò ancora che è buona norma iniziare a provare i transistori, se avete necessità di farlo su tutti e quattro i valori della corrente di base, partendo dalla più bassa di queste: se infatti il transistore fosse in corto tra emettitore e collettore, la corrente che lo attraverserebbe sarebbe limitata solamente da R_C, che è bene sia di valore il più alto possibile.

Ma come fare a sapere che vi è un corto? Siccome in caso di corto o di beta superiore a mille sui displays compare EEE, basta distinguere i due casi: nella prima possibilità, anche variando I_B, rimane sempre EEE (ma non ponete mai I_B pari a 1 mA); nella seconda quasi certamente, commutando I_B, si ha un numero minore di mille. Non è però un metodo infallibile

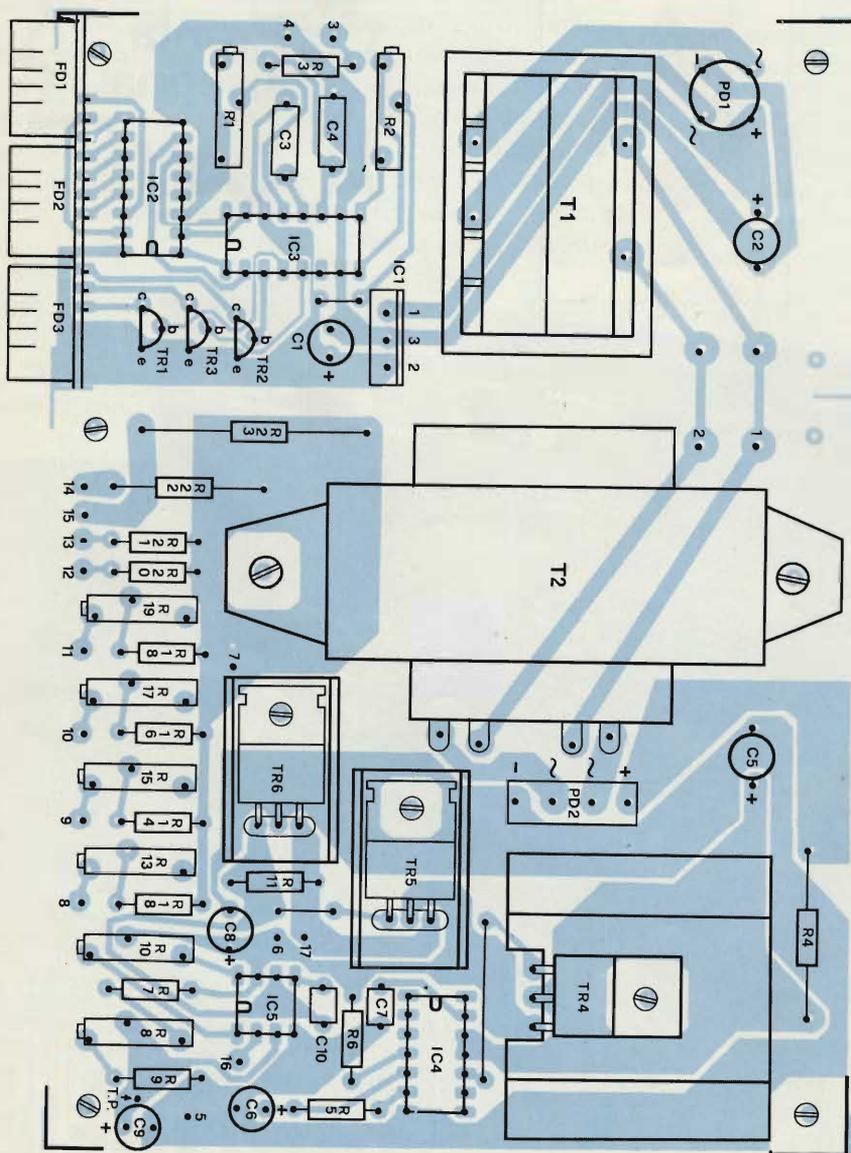



Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla basetta principale. Si notino le dimensioni dei dissipatori di calore di cui devono essere provvisti TR4, TR5 e TR6.

ELENCO COMPONENTI

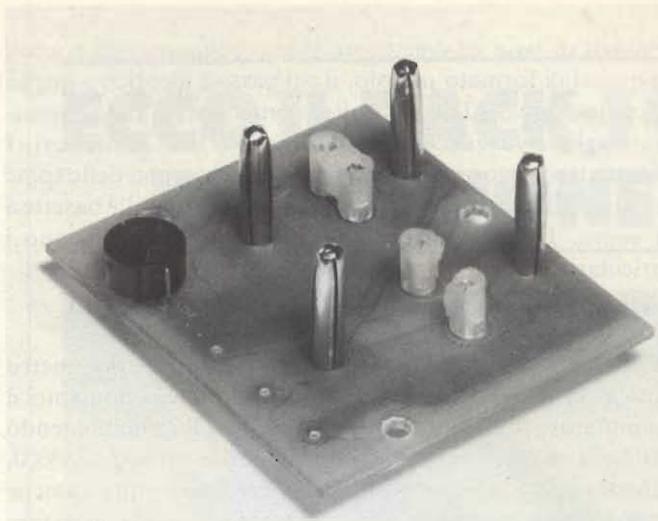
Resistori
R1 = trimmer cermet 10 giri da 10 kΩ
R2 = trimmer cermet 10 giri da 50 kΩ
R3 = 1 MΩ 1/4 W
R4 = 0,68 *O* 2 W
R5 = 2,2 kΩ 1/4 W 5%
R6 = 2,2 kΩ 1/4 W 5%
R7 = 5,6 kΩ 1/4 W 5%
R8 = trimmer cermet 10 giri da 500 Ω
R9 = 5,6 kΩ 1/4 W 5%
R10 = trimmer cermet 10 giri da 100 kΩ
R11 = 2,2 kΩ 1/4 W
R12 = 3,3 MΩ 1/4 W 5%
R13 = trimmer cermet 10 giri da 500 kΩ
R14 = 330 kΩ 1/4 W 5%
R15 = trimmer cermet 10 giri da 50 kΩ
R16 = 33 kΩ 1/4 W 5%
R17 = trimmer cermet 10 giri da 5 kΩ
R18 = 3,3 kΩ 1/4 W 5%
R19 = trimmer cermet 10 giri da 500 Ω
R20 = 1 kΩ 1/4 W 5%
R21 = 100 Ω 1/4 W 5%
R22 = 10 Ω 1/2 W 5%
R23 = 1 Ω 5 W 5%
R24 = 390 Ω 1/4 W

Condensatori
C1 = 22 μF 16 V al tantalio
C2 = 2200 μF 25 V verticale elettrolitico
C3 = 100 nF poliestere
C4 = 100 nF poliestere
C5 = 4700 μF 25 V verticale elettrolitico
C6 = 10 μF 25 V al tantalio
C7 = 680 pF a disco
C8 = 22 μF 16 V al tantalio
C9 = 10 μF 25 V al tantalio
C10 = 40 nF a disco

Semiconduttori-Varie
TR1 = BC 307 oppure BC 328
TR2 = BC 307 oppure BC 328
TR3 = BC 307 oppure BC 328
TR4 = BD 241 oppure TIP 31
TR5 = BD 241 oppure TIP 31
TR6 = BD 242 oppure TIP 32
FD1 = FND 507
FD2 = FND 507
FD3 = FND 507
FD4 = diodo Led
PD1 = ponte di diodi 1 A 50 V

per discernere se il transistore è buono o meno, perchè se questo è di tipo Darlington le tre E potranno comparire comunque.

Una diversa utilizzazione dell'apparecchio, che sfrutta quanto sopra detto, permette di scoprire se un diodo è funzionante, in corto o bruciato: porre S4 su 1 μA, connettere il diodo, indipendentemente dalla polarità, tra i terminali di collettore ed emettitore; spostando il deviatore S2 da PNP a NPN o viceversa, dovrà apparire sul voltmetro EEE e 000, se il diodo è buono; nel caso fosse in corto si avrà sempre EEE, mentre nell'ipotesi di un circuito aperto otterremo in ogni caso 000.

Nel progetto è stato previsto il deviatore S3; con esso si possono confrontare due transistori, di cui uno potrebbe essere il campione. Due circuiti stampati speculari l'uno rispetto all'altro, sono stati previsti a tale scopo e su di essi andranno montati due zoccolini per transistori con contenitori TO-5 e TO-18; zoccoli per contenitori SOT-9 e TO-3 sono però molto difficili da reperire, ma è possibile superare l'ostacolo realizzandoli con materiale di facile reperibilità. Per i

La foto mostra la basetta di supporto comprendente gli zoccoli necessari all'inserzione dei transistori e le banane per il fissaggio dei semiconduttori di potenza.

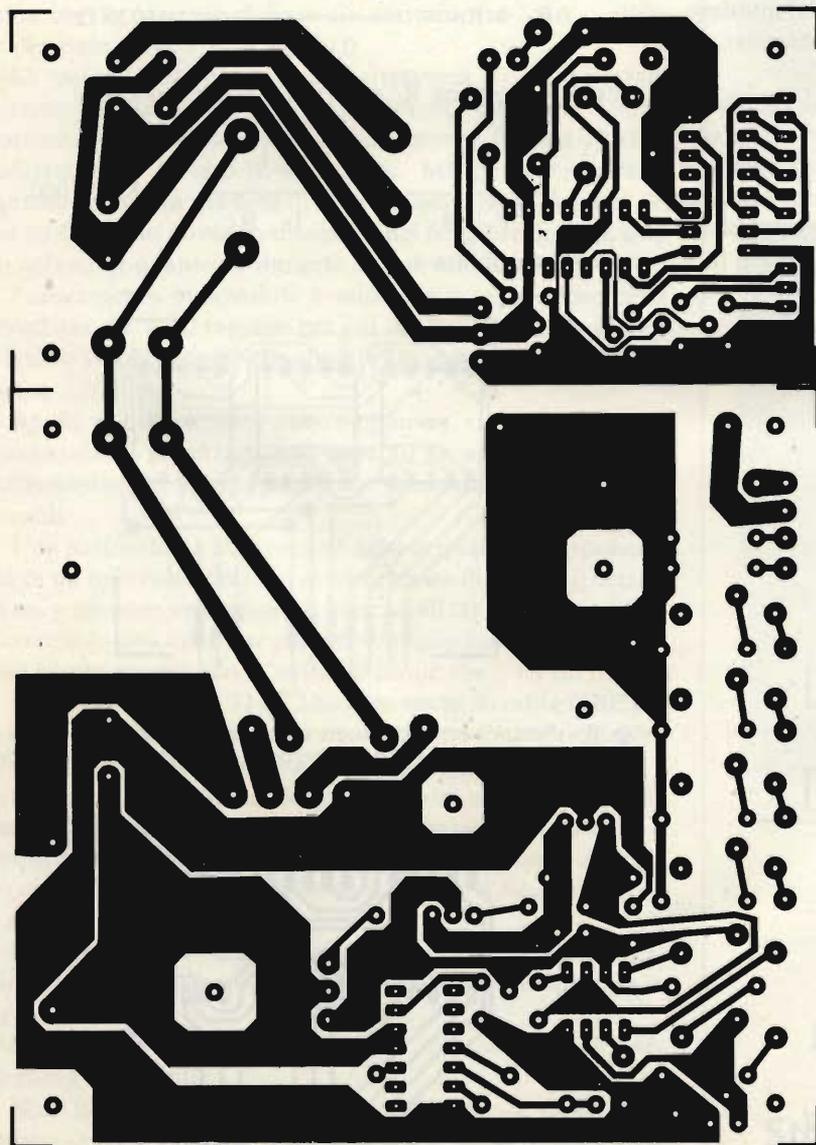



Fig. 4 - Circuito stampato principale visto dal lato rame in scala 1:1. Data la non eccessiva complessità delle piste è possibile la realizzazione coi trasferibili.

PD2	=	**ponte di diodi 3 A 50 V**
IC1	=	**μA 7805**
IC2	=	**CA 3161E**
IC3	=	**CA 3162E**
IC4	=	**μ 723 CN**
IC5	=	**LM 725 CN**
S1	=	**deviatore a levetta a 2 vie**
S2	=	**deviatore a levetta a 3 vie**
S3	=	**deviatore a levetta a 3 vie**
S4	=	**commutatore rotativo a 2 vie 4 posizioni**
T1	=	**trasformatore 9 V 200 mA**
T2	=	**trasformatore 12 V 1 ampere**
F1	=	**fusibile da 100 mA**

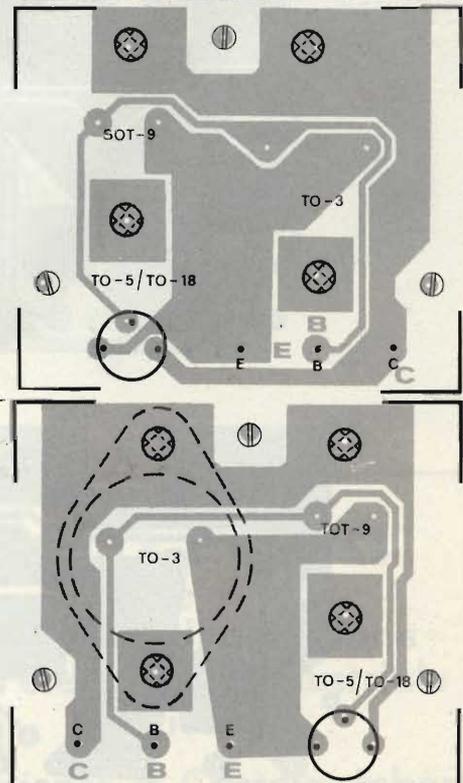



Fig. 5 - Dislocazione dei vari zoccoli sulle apposite basette che andranno poi affacciate al pannello anteriore del convertitore.

terminali di base ed emettitore vanno benissimo gli zoccoli per quarzi di formato piccolo, il cui passo è identico a quello del contenitore SOT-9; per l'altro contenitore si rende necessario tagliare lo zoccolo per sfruttare i due connettori. I contatti di collettore possono venire realizzati con delle spine a banana del tipo a molla saldate verticalmente sulle basette a cui sopra. Le fotografie visibili nell'articolo chiariscono i particolari.

La taratura

Per tarare l'apparecchio è indispensabile un multimetro digitale da almeno 3 digit. Come primo passo poniamo il commutatore rotativo su 1 μA e, agendo su R2 e mantenendo i fili 3 e 4 in corto tra loro, si fa comparire sui displays 000.

Questa operazione, come le successive, va eseguita qualche minuto dopo aver acceso lo strumento, così da assestare termicamente i vari componenti, e senza che alcun transistore sia connesso ai terminali E-B-C.

La seconda cosa da fare è applicare, fra i punti 3 e 4 del circuito stampato, prima di saldare i fili al deviatore S2, una tensione di poco inferiore al volt. Regolando il trimmer R_1 si deve fare in modo che la stessa tensione rilevata dal multimetro digitale fra gli stessi punti 3 e 4 appaia sui tre displays. La taratura del voltmetro è eseguita.

Misuriamo ora la tensione tra i terminali 4 e 7 di IC5, la V_{cc} delle formule. Supponiamo che essa sia di 7,16 V, che divisa per due dà 3,58 V. Tra il punto T.P., che sul circuito stampato potrà essere realizzato con uno spezzone di filo, e massa agendo su R, si deve leggere esattamente 3,58 V; controllare che la stessa tensione si abbia anche tra T.P. e il pin 7 di IC5.

Cortocircuitiamo tra loro i terminali E e B degli zoccoli su cui verranno posti i transistori sotto prova. Ruotando il perno di R10 si porta a zero la tensione misurata tra T.P. e il terminale di emettitore E; controllare che spostando S2 tale tensione rimanga nulla.

Come abbiamo già detto prima R_C e R_B vanno scelte in modo che si abbia sempre K = 1000, ciò vuol dire conoscere il valore di R_C con una precisione molto superiore a quella che ci assicurano le tolleranze. Come misurare R_C? Predisponiamo il multimetro come amperometro e dai suoi dati tecnici ricaviamo l'impedenza d'ingresso corrispondente al fondo scala di 10 mA, su cui l'avremo anche posto. Lasciando sempre cortocircuitare i terminali E e B, inseriamo i puntali del multimetro fra E e C prendendo nota della corrente che leggiamo: ammettiamo che sia di 3,59 mA. Sapendo che la tensione tra E-B e massa è 3, 58 V (infatti è la stessa che fra T.P. e massa), si trova che la resistenza complessiva tra E-B e massa (pari alla somma di R_C e dell'impedenza d'ingresso del multimetro che supponiamo di 10 Ω) è data da:

$$R_C + R_{IN} = \frac{3,58}{0,00359} = 1026\ \Omega \qquad 6)$$

tolto R_{IN} si ottiene R_C = 1016 Ω. Ricordando che

$$\frac{2.R_B}{V_{cc}\ .\ R_C} = \frac{1}{I_B\ .\ R_C} = K = 1000 \qquad 7)$$

perveniamo infine a

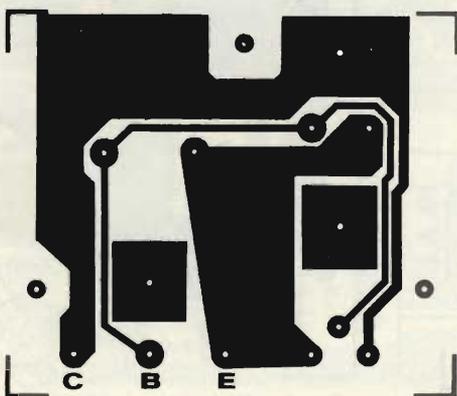
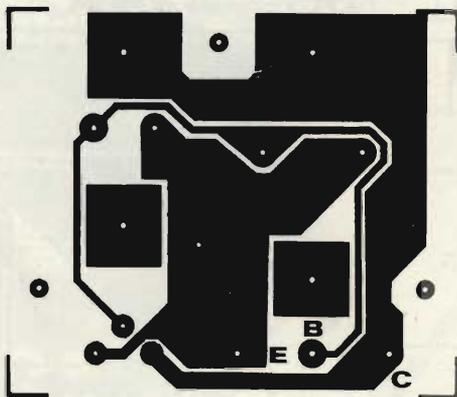



Fig. 6 - Lato rame delle basette supporto zoccoli in scala 1:1

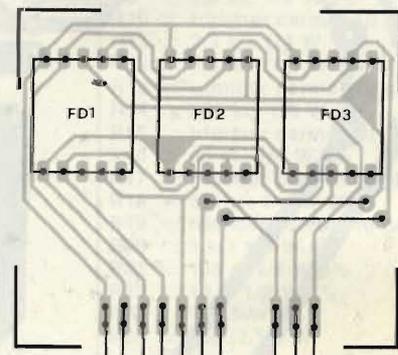



Fig. 7 - Posizionamento dei tre displays sulle relative basette che andranno interfacciate con lo stampato principale tramite i collegamenti visibili sul lato inferiore.

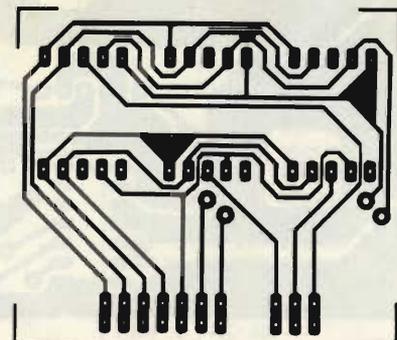



Fig. 8 - Lato rame delle basette supporto displays visualizzatori.

$$I_B = \frac{1}{R_C \cdot K} \text{ e nel nostro caso} \qquad 8)$$

$$I_B = \frac{1}{1016 \cdot 1000} = 0{,}984\ \mu A$$

Tolto il cortocircuito tra E e B e inseritevi i puntali del multimetro, regolare il trimmer R13 fino a leggere il valore di I_B calcolato. Con questa procedura di taratura la corrente di polarizzazione dell'ingresso invertente di IC5 non influenza minimamente la taratura stessa.

La medesima cosa verrà svolta per tarare la I_B di 10 μA, dopo aver naturalmente posto il multimetro sulla portata di 100 mA.

Voglio farvi ulteriormente notare che non è tanto importante che la corrente di base sia esattamente 1 μA o altro, l'essenziale è avere K = 1000.

La misura della corrente che attraversa R_C nella portata corrispondente a I_B 100 μA va fatta nel più breve tempo possibile, per non dar modo alla resistenza R22 da 10 Ω di scaldarsi e di variare il suo valore. Ma qualcuno dirà: e durante la misura del beta di un transistore non si scalda? Si, ma molto meno dovendo dissipare, nel peggiore dei casi, solo un ottavo di quanto fà durante la sua valutazione.

Praticamente impossibile è misurare il vero valore della resistenza da 1 Ω, ragione per cui dovremo considerarla di effettivo valore, a meno che abbiate a disposizione un milliohmetro.

Anche se nello schema non compaiono, vi ricordo che i tre transistori di potenza vanno montati su adeguate alette di raffreddamento; vi consiglio inoltre di montare gli integrati su zoccoli.

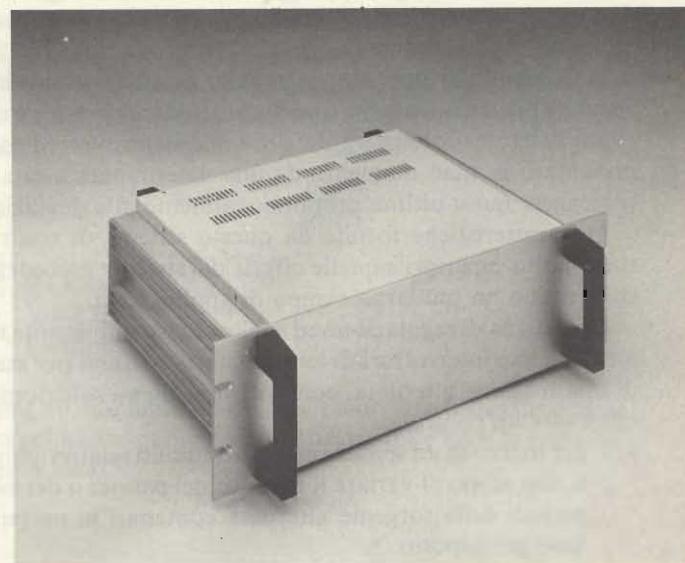
Una particolarità interessante è che se qualcuno disponesse già di un millivoltmetro o si accontentasse di leggere il beta su di un voltmetro analogico (di almeno 40.000 Ω/V), può realizzare solo una delle due parti del circuito stampato, come si può capire osservando la netta divisione che si ha fra di esse.

Per i trasformatori T1 e T2 ho dato anche il codice GBC per la semplice ragione che il circuito stampato è stato realizzato dimensionalmente attorno a questi particolari elementi.

In *figura 3* si nota la disposizione dei componenti sulla basetta principale il cui lato rame e visibile in *figura 4*. La *figura 5* mostra la disposizione degli zoccoli sui quali andranno inseriti i transistori sotto misura mentre la *figura 6* esplica il relativo lato rame.

In *figura 7* appare la dislocazione dei tre displays visualizzatori sulla apposita basetta la cui traccia ramata è riportata in *figura 8*.

Il contenitore è del tipo "Amtron", l'ho scelto per la sua eleganza e praticità.

Non mi resta che augurarvi buon lavoro e di svolgere questo con la massima attenzione non dimenticando i tre ponticelli da realizzare sul circuito grande e i due della basetta dei displays.

Impiego pratico dei circuiti integrati L120 - L121

di F. Pipitone

Tra i diversi tipi di controllo, i seguenti ci interessano in modo particolare:

1) tipo di controllo "accesso spento" nel quale la correzione, sia essa immediata o con isteresi, è attuata tramite l'applicazione della massima potenza disponibile ogni qualvolta si manifesti una data deviazione rispetto al valore desiderato. Chiaramente, le caratteristiche del sistema, in termini di precisione, stabilità ecc, non sono particolarmente significative poiché, senza la possibilità di regolare la correzione, potrebbe dimostrarsi eccessiva l'escursione attorno al valore fisso di un'uscita predeterminata.

2) Controllo di tipo proporzionale. Questo sistema è una versione più sofisticata del tipo di controllo precedente e tiene conto della deviazione tra il valore di riferimento e il valore presentato in quel momento da una determinata uscita per correggere quest'ultima proporzionalmente alla deviazione.

Le caratteristiche fornite da questo sistema di controllo sono molto superiori a quelle offerte dal sistema precedente e consentono un più largo campo di applicazioni.

Un sistema di regolazione ad anello chiuso impiegante triac o SCR come interruttori di tensione zero operanti per mezzo di una tensione alternata, consente le seguenti soluzioni per effettuare un controllo:

a) per mezzo di un sensore esterno e circuiti relativi associati allo scopo di variare il numero dei periodi o dei mezzi periodi della sorgente alternata contenuti in un tempo base predisposto.

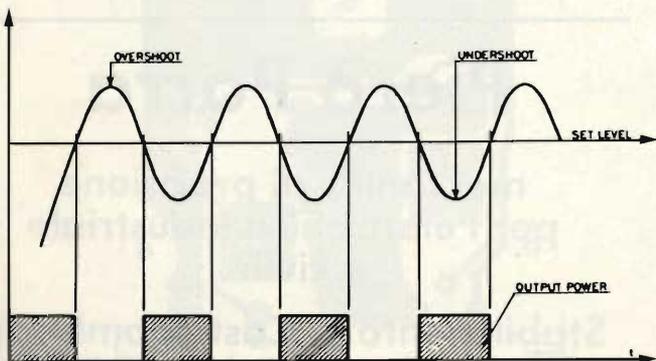



Fig. 1 - Risposta di un sistema di controllo ON/OFF.

b) Variando il tempo base, mentre il numero dei periodi (o dei mezzi periodi) per periodo base, rimane costante.

c) Variando entrambi, il periodo base e il numero dei cicli per periodo base.

I metodi di cui sopra sono illustrati in *figura 1* e *2*. Possiamo osservare che in *figura 1* le variazioni attorno alle grandezze controllate sono più ampie di quelle riportate in *figura 2* e ciò accade specialmente quando grandi costanti di tempo vengono a interessare il sistema di controllo.

Quando la costante di tempo del carico controllato è paragonabile ai periodi principali, deve essere impiegato un diverso sistema di controllo.

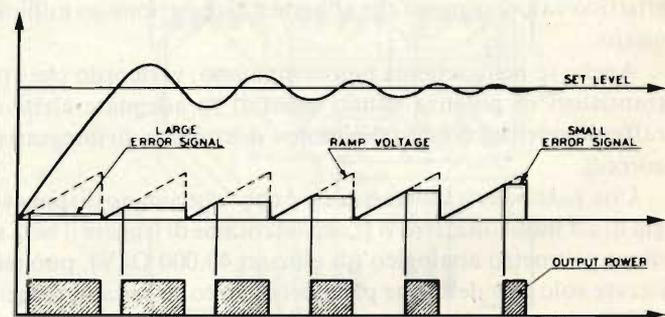



Fig. 2 - Caratteristiche di responso di un sistema di controllo proporzionale.

3) Tipo di sistema a controllo costante nel quale la correzione è effettuata ogni mezzo periodo regolando l'angolo di conduzione del triac o SCR. La *figura 3* illustra il meccanismo che regola questo sistema di controllo.

Il circuito integrato L121 è particolarmente adatto per i sistemi di controllo 1 e 2 mentre l'integrato L120 è principalmente usato nel sistema 3.

Entrambi i circuiti sono adatti per pilotare SCR o triac ad alta capacità di corrente per mezzo di impulsi che hanno la stessa polarità della tensione di alimentazione alternata durante ogni mezzo periodo.

Per comprendere meglio come operano i dispositivi e quali siano le loro caratteristiche si osservino le *figure 4* e *5* rispettivamente per l'L120 e per l'L121.

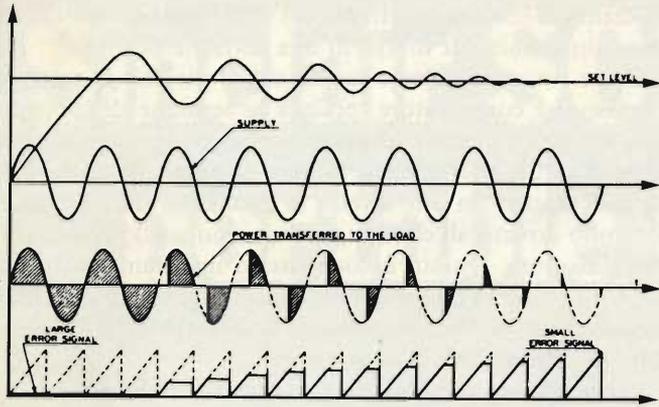



Fig. 3 - Responso di un sistema a controllo di fase.

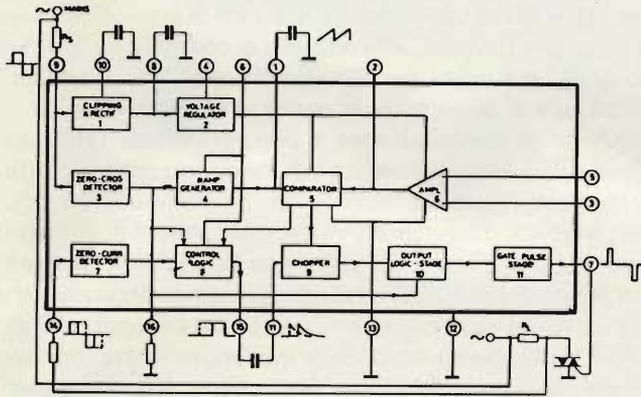



Fig. 4 - Schema a blocchi dell'L120.

L120 controllo di fase

Descrizione dello schema a blocchi

Questo circuito svolge le seguenti funzioni:

- Rettifica e limitazione della sorgente primaria.
- Stabilizzazione della tensione positiva generata internamente.
- Rivelazione del punto zero della corrente di scarico.
- Rivelazione del punto zero della rete primaria.
- Generazione della tensione di rampa sincronizzata con la tensione del mezzo periodo della sorgente primaria.
- Comparazione tra la tensione di rampa e la tensione di riferimento.
- Amplificazione del segnale di errore per mezzo di un amplificatore operazionale ad alto guadagno.
- Consenso alla formazione degli impulsi di innesco del triac o dell'SCR solo se sono verificate le necessarie condizioni.
- Determinazione di impulsi di polarità uguale a quelli della rete primaria.

L'integrato L120 può operare sia direttamente dalla rete, qualora venga asservito da adeguata resistenza di caduta onde limitare la corrente dell'integrato, oppure da un alimentatore a corrente continua con tensione ± 12 V tramite l'impiego di un segnale di sincronizzazione. Allo scopo di semplificare al massimo questa descrizione restringeremo la nostra analisi a sistemi che operino direttamente dalla rete. Nello schema a blocchi illustrato in *figura 4*, dove i numeri racchiusi in cerchi rappresentano i terminali dell'integrato nella versione dual-in-line, la tensione di rete è rettificata e tosata nel blocco 1 dopo la resistenza R_s e genera due tensioni continue di polarità opposta con valore di circa 12 V. La tensione positiva filtrata da apposito condensatore connesso al piedino 8, viene stabilizzata da un regolatore (blocco 2) ed è poi impiegata per alimentare i blocchi principali che compongono il circuito integrato; vale a dire il generatore di rampa, il comparatore, l'amplificatore operazionale ed i circuiti di abilitazione. La tensione negativa filtrata per mezzo del condensatore esterno connesso al piedino 10, è impiegata dall'integrato solo per produrre impulsi negativi di gate che consentono al triac di essere pilotato nel primo e terzo quadrante. La tensione stabilizzata disponibile sul piedino 6 (circa 8 V) è adatta ad alimentare eventuali carichi esterni. Sul piedino 4 è disponibile una tensione di riferimento del valore di circa 1,4 V prelevata da un divisore esterno. Il blocco 3 è costituito dal rivelatore del valore zero della tensione primaria ed è caratterizzato dalle seguenti funzioni:

a) Azzeramento della tensione di rampa in corrispondenza del passaggio per il valore zero della tensione primaria.
b) Determinazione di impulsi di polarità concorde alla rete primaria.
c) Erogazione di uno dei segnali di abilitazione necessari per la formazione dell'impulso di gate come spiegato di seguito.

Questo circuito adopera una configurazione zener con soglia di 10 V (valore tipico) ed è attivo ogni qualvolta che la tensione primaria, passando dallo zero in una direzione o nell'altra, raggiunge tale livello.

Il blocco 4 è costituito da un generatore di corrente attivato da una resistenza esterna R_E connessa al piedino 16. Il generatore di corrente carica il condensatore C connesso al piedino 1 generando così una tensione a dente di sega lineare. La carica del condensatore connesso al pin 6 è espressa approssimativamente dalla espressione seguente:

$$V_{CE} = 0,8 \cdot \frac{6800}{R_E C_E} \cdot t \qquad (1)$$

in cui R_E è in kΩ
V_{CE} è in V
t è in ms

Se per un momento scegliamo l'escursione della tensione di rampa nel mezzo periodo compreso tra 0,8 e 7,5 V, la costante di tempo sarà:

$$R_E C_E \cong 10 \text{ ms}$$

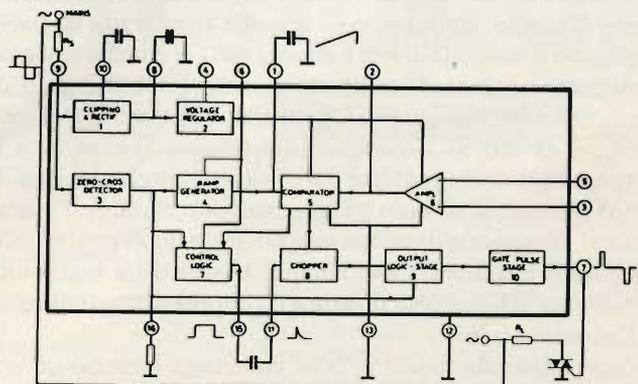



Fig. 5 - Schema a blocchi dell'L121.

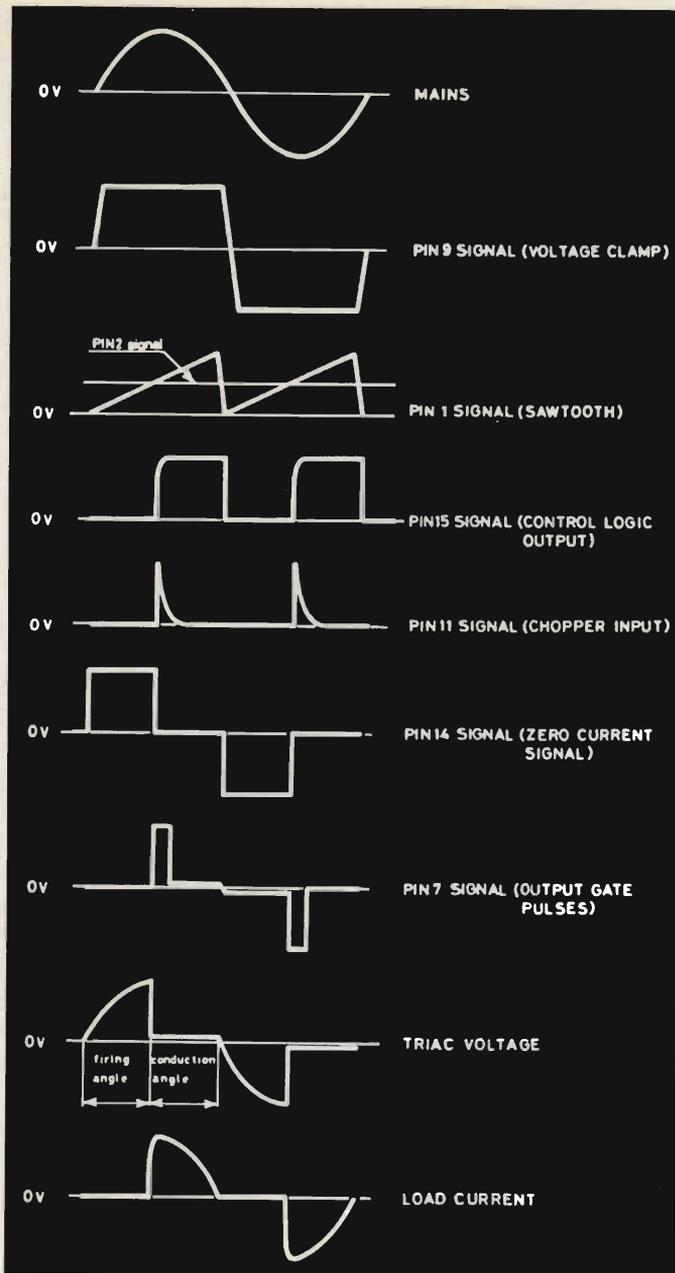



Fig. 6 - Forme d'onda ai diversi terminali dell'L120.

che può essere realizzato con valori $R_E = 100\ k\ \Omega$ e $C_E = 100$ nF. Cambiando la costante di tempo, la banda proporzionale può essere variata tra circa 1 e 7,5 V (valore tipico). Il resettamento di rampa, come precedentemente specificato, interviene quando la tensione di rete è minore della soglia del rivelatore di tensione zero. Ciò determina un calo dell'angolo di conduzione del triac o dell'SCR di circa 2° quando la tensione di rete è di 220 V. Il comparatore (blocco 5) confronta il segnale di controllo presente sul piedino 2 con la tensione di rampa presente al piedino 1. Ogni qualvolta, durante il mezzo periodo, la tensione di rampa raggiunge quella di controllo, il comparatore commuta abilitando il blocco della logica alla formazione dell'impulso di gate e il chopper al trasferimento dell'impulso stesso.

Questa seconda funzione evita che venga formato un impulso casuale di gate prima che il comparatore abbia commutato in modo corretto. Il comparatore comprende uno stadio differenziale con carico attivo la cui velocità di commutazione viene aumentata per mezzo di una reazione positiva.

Come precedentemente accennato, il piedino 2, secondo ingresso del comparatore, preleva la tensione di controllo derivata da qualunque sorgente esterna o direttamente dall'amplificatore operazionale (blocco 6) come segnale di errore, assicurando un alto livello di precisione nel sistema di controllo dovuto all'elevato guadagno ad anello aperto dell'amplificatore. Questo è compensato internamente in frequenza e presenta un prodotto guadagno-banda di 2 MHz. Il segnale di uscita del comparatore è inviato al blocco 8 assieme agli altri due segnali di abilitazione.

La simultanea presenza dei tre segnali di abilitazione aziona la sezione 8 che consente l'impulso di innesco. A un dato momento (nel mezzo periodo), l'impulso di innesco raggiungerà la soglia del triac o dell'SCR solo se la tensione di rampa ha raggiunto il livello della tensione di controllo, se la tensione di rete é passata per il valore zero di una direzione o nell'altra, e se la corrente di carico vale zero.

Questa ultima condizione è particolarmente importante quando sia presente un carico induttivo il cui uso comporta la formazione di impulsi indesiderati di commutazione ON.

Il rivelatore di corrente zero, blocco 7, consta in un circuito zener attivato tramite una resistenza che rileva la tensione ai capi del triac o dell'SCR. Quando la corrente di carico scende al di sotto del valore stabilito viene portata ai capi del triac o dell'SCR l'ampiezza intera della tensione primaria con conseguente attivazione del blocco. Il circuito relativo al blocco 8 mantiene l'impulso di uscita (piedino 15) anche quando l'abilitazione di corrente zero è assente per il fatto che il triac o l'SCR siano in conduzione. Lo stesso blocco assume così una funzione addizionale di memoria interna. Il circuito equivalente è simile a un SCR il cui anodo è alimentato dal comparatore e la cui gate è controllata dal segnale di corrente zero. L'impulso di uscita della logica di controllo passa, tramite il condensatore inserito tra i piedini 11 e 15, al chopper che si comporta da gate rimanendo chiuso quando la tensione di rampa è minore di quella di controllo (piedino 2) e aperto per il resto del semiperiodo. La capacità di trasferimento menzionata fissa anche la durata dell'impulso di gate a tale durata può essere variata entro ampi limiti.

Poiché il circuito di scarica del condensatore C_{11-15} è interamente definito da componenti interni, può essere stesa una equazione approssimativa onde determinare la durata dell'impulso di gate in funzione della capacità:

$$t_{pw} \cong 26\ C_{11-15} \qquad (2)$$

in cui t_{pw} è espresso in microsecondi e C_{11-15} in nF.

Mentre la capacità di C_{11-15} si sta caricando sul chopper, il blocco 10 rimane attivato definendo così la polarità dell'impulso di uscita.

Ciò è ottenuto mediante uno stadio differenziale che compara una tensione di riferimento generata internamente con la tensione prelevata dal circuito di sincronizzazione. La condizione dello stadio differenziale attiverà l'uno o l'altro dei due circuiti a fissare la polarità.

Lo stadio di uscita, blocco 11, è costituito da due sezioni ognuna delle quali comprende un limitatore di corrente Darlington per fornire potenza all'impulso di gate.

La limitazione di corrente assicura una efficace protezione

Sinclair SC110 low power portable Oscilloscope

OSCILLOSCOPIO MONOTRACCIA SINCLAIR SC 110

- Microoscilloscopio ultrapiatto
- Prestazioni professionali
- Tubo RC ad alta luminosità
- Interamente triggerato
- Ampia banda passante
- Ottima sensibilità
- Munito di calibratore
- Consumo ridotto
- Alimentazione autonoma
- Design superbo
- Dimensioni e peso ridotti

thandar sinclair
ELECTRONICS LTD

Tubo RC 1,5" (32 x 26 mm)
Divisione griglia 5 x 4
Fosforo bianco-blu a media persistenza

Asse verticale

Lunghezza di banda: dalla c.c a 10 Mhz
Commutatore: 0 - c.c. - c.a.
Sensibilità: 10 mV - 50 V in 12 passi
Calibratore: onda quadra 1 Vpp. 1 Khz
Impedenza ingresso: 1 MΩ con 47 pF in parallelo
Tensione massima d'ingresso: 250 Vc.c. e 350 Vpp.

Asse orizzontale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 2 Mhz
Sensibilità: 0,5 V/Div.
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ con 10 pf in parallelo
Tensione massima d'ingresso: 2,5 V protezione 250 V r.m.s.

Base dei tempi

Tempo di sweep: 0,1 μS/Div a 0,5 S/Div in 21 passi

Operatività: libero o sincronizzato
Sincronismo: interno esterno
Copertura c.c. - c.a. TV quadro IV riga
Livello: copertura continua selezionabile + e −
Sensibilità: sincro interno 1 Div - Sincro esterno 1 V
Alimentazione: 4 pile 1/2 torcia o pile ricaricabili da 4 a 10 V oppure con alimentazione esterna

TS/5010-00

GENERATORE DI FUNZIONI EM 139

- **Campo di frequenza:** da 0,1 Hz a 10 MHz
- **Funzioni:** Sinusoidale, rettangolare, triangolare, rampa, impulsi e burst
- **Modulazione d'ampiezza:** regolabile da zero al 100%
- **Mudulazione di frequenza**
- **Vobulatore interno**

UNAOHM

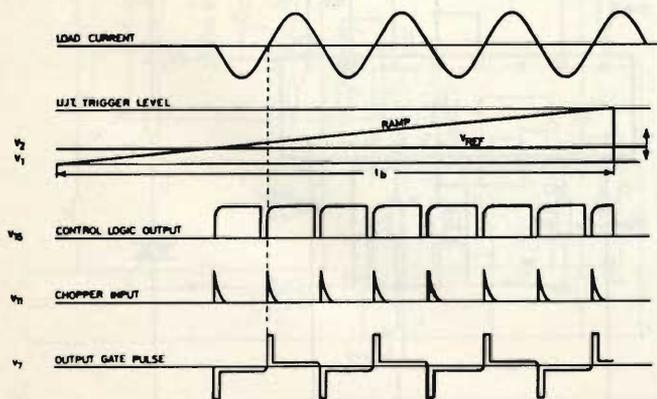
START S.p.A.

Uff. Commerciale : Via F. Brioschi, 33 - 20136 MILANO
Tel. 02/8322852-3-4-5

Stabilimento : Via Di Vittorio, 45 - 20068 PESCHIERA BORROMEO (MI)
Tel. 02/5470424-5-6-7 - Telex: UNAOHM 310323

al corto circuito e la sua deriva termica serve a compensare parzialmente la dipendenza della corrente di innesco dalla temperatura. La *figura 6* riporta le forme d'onda che possono essere osservate sui differenti terminali, mentre nel prospetto seguente sono riportate le caratteristiche più importanti dei vari blocchi.

PRESTAZIONE TIPICHE

Regolatore di tensione (blocco 2)	
Tensione di uscita	8 V
Tensione di ingresso minima	9 V
Regolazione di carico	46 dB
Regolazione della linea:	50 dB
Deriva termica	1,5 mV/°C
Rivelatore di tensione nulla (blocco 3)	
Tensione di soglia	± 12 V
Deriva termica	1,5 mV/°C
Generatore di dente di sega (blocco 4)	
Deriva termica di corrente (in R_t)	50 nA/°C (per R_t = 130 kΩ)
Deriva termica di tensione (su C_t)	0,5 mV/°C/ms (per C_t = 0,1 μF)
Comparatore (blocco 5)	
Tensione di scatto	70 mV
Deriva termica della tens. di scatto	100 μV/°C
Amplificatore (blocco 6)	
Guadagno ad anello aperto	80 dB
Tensione di offset	3 mV
Corrente di offset	0,1 μA
Prodotto guadagno-banda	3 MHz
Deriva termica	10 μV/°C
Corrente di polarizzazione	0,3 μA
Stadio di uscita (blocco 11)	
Corrente di porta	120 mA
Deriva termica	0,4/°C

Un oscillatoreRCa unigiunzione (Q_2, Q_3) è controllato dal segnale di uscita della logica di controllo (terminale 15) ogni qualvolta sono presenti i segnali abilitanti il sistema alla accensione (vedere *figura* 9). Gli impulsi di uscita all'emettitore di Q_2 controllando il chopper e gli stadi seguenti, come già descritto, fornendo al circuito di porta gli impulsi alla frequenza prescelta per tutto l'intero semiperiodo.

Lo zener Z fissa la soglia operativa dell'unigiunzione per la scarica del condensatore C ed è previsto per 4,7 V. Il transistore Q_1 funziona come inseguitore catodico per abilitare l'oscillatore.

Controllo proporzionale con l'L121

Lo schema di principio per il controllo della temperatura è riportato in *figura 10.* Il tempo base è dato dalla costante di tempo R_{16} -C_1, valore da scegliere in funzione della costante termica del sistema. Per il controllo accurato del trasferimento di potenza il tempo base deve essere piccolo nei confronti della costante termica, ma sufficientemente grande per contenere almeno diverse decine di periodi della tensione di rete.

Valori normali di tempo base sono compresi fra pochi secondi e parecchi minuti. I valori dei componenti esterni per un tempo base t_b sono approssimativamente:

$$C_1 = 1{,}2\ t_b / R_{16} \qquad (4)$$

ove C_1 è espresso in F.
R_{16} è espresso in Ω
t_b è espresso in secondi.

L'esempio illustra un rivelatore di temperatura ove la resistenza termica ha un coefficiente di temperatura negativo (NTC).

Sia R_{TO} il valore del sensore e T_{amb} = 25 °C e sia α il suo coefficiente di temperatura in % °C. La tensione ai capi del termistore alla temperatura T sarà quindi:

$$V_T = \frac{V_6\, R_T}{P + R_T} \qquad (5)$$

ove V_6 è la tensione stabilizzata del circuito integrato (circa 8 V).

La variazione di tensione con la temperatura è:

$$\Delta\ V_T = \frac{V_6}{R_T + P}\ \alpha\ T \qquad (V/°C)$$

Fig. 7 - Forme d'onda ai diversi terminali dell'L121.

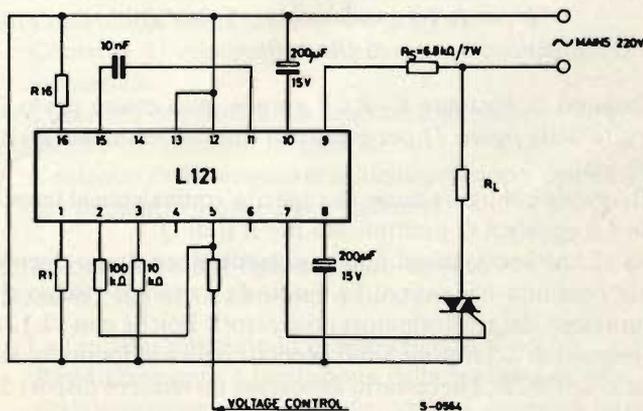



Fig. 8 - Circuito di controllo ON/OFF.

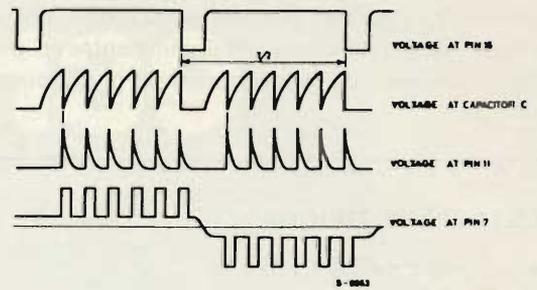
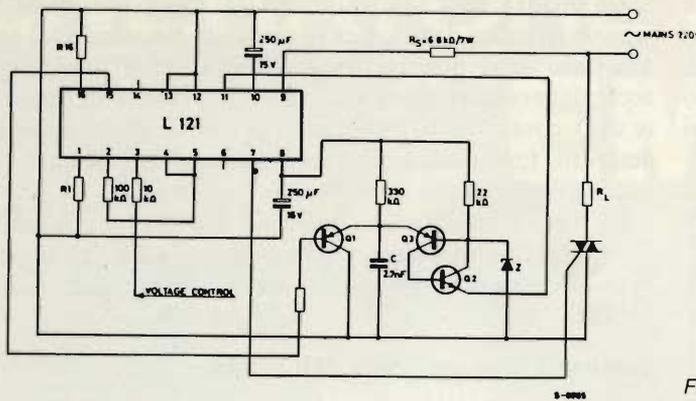



Fig. 9 - Circuito di controllo per l'innesco dei triac.

che rappresenta anche la tensione di errore. Se G è il guadagno ad anello chiuso:

$$G = \frac{R_2}{R_5 + R_T // P} \qquad (7)$$

la variazione della tensione di uscita dell'amplificatore è:

$$\Delta V_2 = G \, \Delta V_T \qquad (V/°C)$$

Se P_o è la potenza massima sul carico e t_b è il tempo base, la potenza trasferita P'_o durante la conduzione del triac (t_c) sarà data dalla formula:

$$P'_o = \frac{P_o \, t_c}{t_b} \qquad (9)$$

Ora t_c è approssimativamente uguale a:

$$t_b = (1 - \frac{V_2}{V_1})$$

ove V_2 è la tensione di uscita dell'amplificatore e V_1 è la tensione massima della rampa (circa 6 V).

Sostituendo quest'ultima nella formula (9) si ottiene:

$$P'_o = P_o \left[1 - \frac{8 \, G \, R_T}{6 \, (R_T + P)} \right] \; (W/°C) \qquad (10)$$

Quando la costante C_1-R_{16} è grande, può essere usato il circuito della *figura 11* per evitare di inserire valori elevati di capacità.

In questa configurazione, la capacità equivalente al terminale 1 è eguale a C moltiplicata per il β di Q.

In alcune applicazioni non si richiede alcun flusso di corrente continua nel carico, in modo da evitare il rischio di saturazione dei trasformatori utilizzatori. Poiché con l'L121 gli impulsi di accensione sono generati ogni semiperiodo del triac o dell'SCR, è necessario assicurare un numero dispari di semiperiodi e questo lo si ottiene per mezzo di un circuito esterno. La *figura 12* riporta lo schema base che soddisfa queste condizioni ove, quando il sistema è acceso, il condensatore C è caricato ad ogni semiperiodo positivo e scaricato, per mezzo di un segnale di sincronismo, durante il semiperiodo negativo di rete immediatamente successivo. Finché la rampa di tensione al terminale 1 è minore della tensione di errore al terminale 2, non ci sono impulsi al piedino 7. In queste condizioni la base di Q_1, è a massa per mezzo di D_2 e del resistore da 1 kΩ, e il condensatore C è sempre scarico. Quando la rampa di tensione coincide con quella di errore, si presentano alternativamente al terminale 7 gli impulsi positivi e negativi, sicroni con il passaggio attraverso lo zero della rete. Tali impulsi vengono prelevati per mezzo del diodo D_5.

Al primo impulso positivo, il transistore Q_1 cambia stato, permettendo la carica del condensatore C ad una tensione uguale a quella presente sul pin 7.

Quando l'impulso finisce, il transistore Q_1 ritorna nel suo stato iniziale lasciando C carico, e tale situazione permane durante l'intero semiperiodo positivo della rete. Quando nel successivo negativo la tensione di rete raggiunge circa V_c— $(2V_{BE}+V_z)$ il transistore Q_2 va in conduzione, scaricando il condensatore sulla base di Q_3 e provocando l'impulso negativo di comando. Il circuito descritto assicura l'innesco del triac per mezzo di impulsi che sono sempre positivi (primo e secondo quadrante) ed è progettato contro il corto circuito così come lo è l'integrato.

Come già detto l'L121 permette la conduzione del triac non

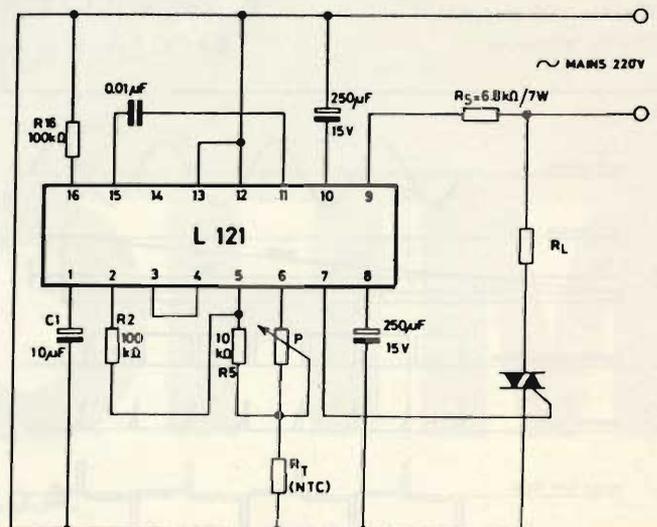



Fig. 10 - Controllo di temperatura con l'L121.

appena la tensione di rete ha oltrepassato la soglia di zero in entrambe le direzioni.

Ciò significa l'innesco sul triac quando la tensione al gate ha raggiunto circa 10 V.

La condizione di innesco può causare interferenze particolarmente fastidiose alle radio ricezioni (RFI) nelle applicazioni domestiche. Il fenomeno può essere avviato provocando la commutazione del triac prima dell'attraversamento dello zero e questo può essere ottenuto per mezzo dello schema di *figura 13*. Quando il sistema è acceso, gli impulsi positivi presenti al terminale 15 (vedi *figura 7*) sono invertiti dal transistore Q e inviati direttamente al chopper (terminale 11). La durata degli impulsi di comando è fissata dal tempo per il quale la tensione di rete in entrambe le direzioni rimane sotto la tensione di soglia di 10 V. Con la rete a 220 V l'impulso dura circa 250 microsecondi ed è simmetrico rispetto allo zero.

A causa della configurazione circuitale del blocco 9 (si veda lo schema a blocchi) gli impulsi di comando sono sempre negativi (il triac innesca nel 3° e 4° quadrante). Ovviamente questo circuito è utilizzabile solo per i carichi resistivi.

La variazione dell'angolo di conduzione con la tensione di linea

$$\frac{\Delta \varphi}{\Delta \nabla}$$

è tipicamente 0,05°/V. La deriva termica dell'angolo di accensione dipende linearmente dall'angolo di accensione ed è maggiore per piccoli angoli di conduzione. Con i valori tipici R_E = 130 kΩ, C_E = 0,1 μF si ha

$$\frac{\Delta \varphi}{\Delta T} \leqslant 0{,}1°/°C$$

(angolo di conduzione di 10°). Per angoli di conduzione attorno ai 180° il precedente valore risulta ridotto approssimativamente di un ordine di grandezza.

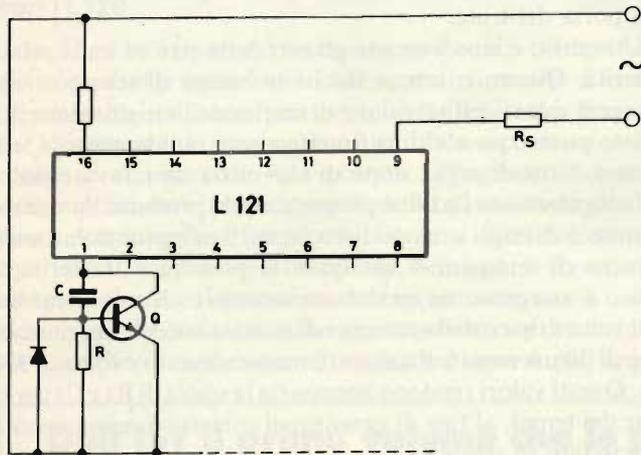



Fig. 11 - Integratore per costanti di tempo elevate.

Fig. 12 - Applicazione tipica per assicurare un numero dispari di semiperiodi.

Fig. 13 - Circuito per ridurre la RFI.

Fig. 14 - Applicazione tipica per il controllo di velocità dei motori in c.a.

Aree di applicazione dell'L120

Le caratteristiche dell'L120 permettono:

- Controlli di illuminazione fotografica.
- Controlli di velocità per ventilazione e condizionamento industriale.
- Controllo di velocità per macchine utensili.
- Sistemi di controllo in generale.
- Controllo della temperatura, della pressione, dell'umidità per impianti chimici e petrolchimici.

L121 controllo del tipo acceso-spento

Descrizione dello schema a blocchi

Le funzioni integrate in questo circuito sono:

- Raddrizzamento e limitazione della tensione di rete.
- Stabilizzazione della tensione positiva generata internamente.

Fig. 15 - Controllo di velocità per mezzo di un SCR.

- Riduzione di tensione zero sulla rete.
- Generazione di rampe di tensione asincrona rispetto alla frequenza di rete.
- Comparazione della rampa di tensione di riferimento.
- Amplificazione del segnale errore per mezzo di amplificatore operazionale ad alto guadagno ad anello aperto.
- Formazione di impulsi di comando in corrispondenza degli zeri di rete.

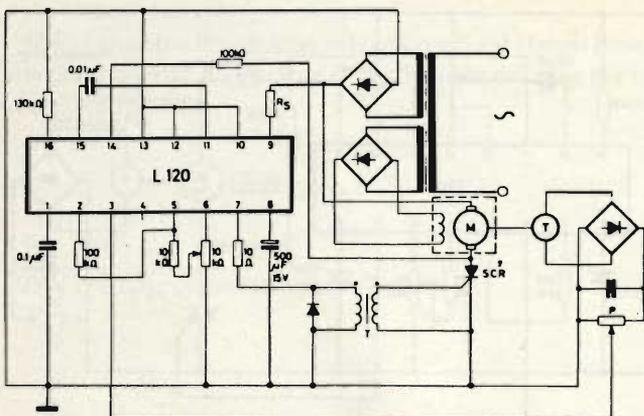



Fig. 16 - Applicazione tipica in corrente alternata

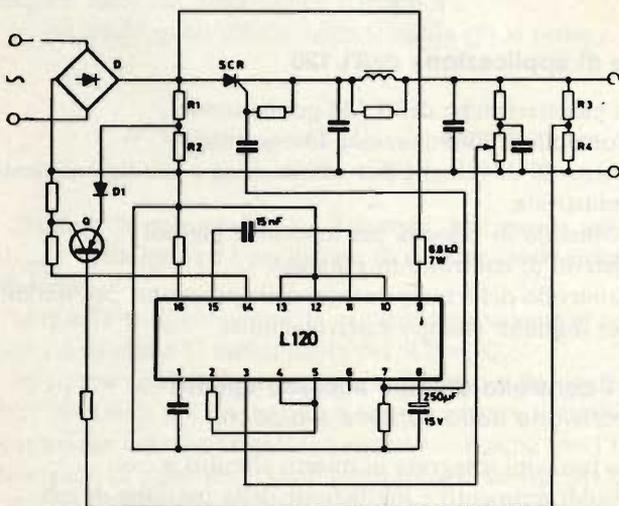



Fig. 17 - Circuito d'alimentazione stabilizzato.

- Rivelazione della polarità degli impulsi corrispondenti alla polarità della rete.
- Amplificazione degli impulsi di anodo con limitazione della corrente.

Dall'esame dello schema a blocchi di *figura 5* si nota che la sola differenza sostanziale tra questo circuito e il circuito integrato L120 sta nella assenza della reazione corrispondente al rivelatore di corrente zero e nel differente metodo di comando del generatore di rampa.

Poiché il funzionamento di ciascun blocco è già stato esaminato per il tipo L120, ci limitiamo a descrivere i blocchi di formazione degli impulsi e di comando della rampa. Il circuito di comando della rampa è in questo caso equivalente a una unigiunzione la cui tensione di scarica, uguale a circa 6 V, è aumentata di circa V_{BE} ad ogni attraversamento dello zero della tensione di rete. Come risultato, il generatore di rampa viene azzerato così che non coincida mai con gli zeri di rete, evitando quindi ogni formazione casuale di impulsi di comando all'inizio della rampa di scarica.

Quando la rampa raggiunge la tensione di controllo, il comparatore scatta, attivando il blocco 7, così che la carica del condensatore tra i terminali 11 e 15 viene trasferita, per mezzo del chopper, ai circuiti formatori degli impulsi di comando. Il trasferimento delle cariche è sincrono con gli zeri ed è abilitato dal rivelatore di tensione nulla.

Appena il comparatore scatta, un impulso viene inviato alla porta del triac.

L'impulso è sincrono con gli zeri della rete ed ha la stessa polarità. Questo continua finché la rampa di tensione raggiunge il valore della tensione di scarica dell'unigiunzione, e a questo punto quest'ultima rimette a zero rapidamente la tensione a dente di sega , dopo di che inizia un nuovo ciclo.

Evidentemente l'azione proporzionale prodotta da questo circuito è del tipo a tempo fisso, in cui il compito di variare il numero di semiperiodi nei quali la potenza è trasferita al carico è assegnato ad un sensore esterno e all'amplificatore.

Il valore tipico della corrente di accensione dell'unigiunzione è di 30 μA mentre il valore di mantenimento è di circa 300 μA. Questi valori rendono necessaria la scelta di R_E e C_E per la base dei tempi, al fine di garantire il corretto funzionamento del circuito di scarica.

L'espressione analitica della rampa di tensione è esattamente la stessa di quella fornita per il circuito L120 (1) al quale si fa riferimento. La durata dell'impulso di comando può essere calcolata nel medesimo modo: si veda la relazione (2). La *figura 7* riporta le forme d'onda rilevate sui vari terminali.

Per le caratteristiche più importanti dei vari blocchi si vedano quelle descritte per l'L120.

Aree di applicazione

- Sistemi di condizionamento.
- Controlli di temperatura.
- Sistemi di segnalazione.
- Sistemi di compressione-refrigerazione.
- Controllo di livello liquidi.
- Protezione contro sovraccarichi e sovrariscaldamento di motori elettrici ecc.
- Macchine lavatrici.

Come già mostrato, questi due circuiti contengono tutte le

funzioni necessarie per un sistema di controllo completo e possono quindi essere usati in modo estensivo in applicazioni industriali e di consumo. Di seguito sono indicati alcuni esempi di applicazioni sia dell'L120 che dell'L121.

Lo schema base è riportato in *figura 8*. La soglia di operazione è determinata dalla caduta di tensione della resistenza del terminale 1. Tale tensione, aggiustabile fra 1 e 5 V, è ottenuta dal generatore di corrente interno. Il generatore di corrente è controllato dal valore del resistore connesso al terminale 16. La tensione al terminale 1 risulta essere:

$$V_1 \cong 6,8\ R_1/R_{16}\quad (V) \qquad (3)$$

Il regolatore funziona quando la tensione al terminale 2 scende sotto il valore di quella del terminale 1.

Il segnale di controllo può essere rilevato sia da un trasduttore che attraverso un amplificatore operazionale per aumentare la sensibilità del sistema di controllo.

Con carichi moderatamente induttivi, la durata dell'impulso di comando deve essere aumentata variando il valore del condensatore posto tra i terminali 11 e 15. Poiché l'L121 difetta nella funzione di corrente nulla, è preferibile innescare il triac con treni di impulsi a frequenza molto più alta di quella di rete (ad esempio 1 kHz) quando l'induttanza di carico è elevata (si veda la *figura 9* che riporta il circuito base).

Controllo della velocità di motori a corrente alternata con l'L120

In *figura 14* è riportato lo schema per il controllo di velocità di un motore a induzione. L'innesco di controllo è fornito direttamente dalla rete per mezzo della resistenza di caduta R_s. La tensione di riferimento, fornita da un potenziometro connesso al terminale 6, è portata all'ingresso invertitore dell'amplificatore interno, terminale 5. La reazione è generata da un alternatore multipolare funzionante da tachimetro ed è riportata all'ingresso non invertente, terminale 3. Il guadagno ad anello chiuso è determinato dal rapporto tra i valori resistivi ai terminali 2 e 5 e dal valore di potenziometro di riferimento. L'ampiezza dell'errore al terminale 2 determina l'angolo di conduzione del triac e di conseguenza la tensione di alimentazione del motore. Poiché il carico è induttivo, il circuito di corrente nulla è attivato dalla resistenza tra il terminale 14 e il triac.

Talvolta due SCR connessi in antiparallelo sono preferibili al triac e in questo caso gli impulsi sono forniti alle porte degli SCR per mezzo di un trasformatore di impulsi. La *figura 15* presenta questa soluzione che permette di aumentare le correnti di innesco per mezzo di trasformatori riduttori.

Controllo della velocità di motori a corrente continua con l'L120

Lo schema di principio è riportato in *figura 16*. Il regolatore ed il motore sono alimentati dalla rete rettificata e gli impulsi di comando, che sono sempre positivi, sono forniti direttamente alla porta dello SCR. Il circuito rimanente funziona come visto in precedenza.

Alternatore stabilizzato

In molte applicazioni è vantaggioso avere tensioni continue stabilizzate senza utilizzare un trasformatore. La *figura 17* riporta uno schema di principio che usa l'L120. Il circuito integrato e l'SCR sono alimentati dal ponte di diodi D. La tensione di riferimento disponibile al terminale 4 è fornita direttamente all'ingresso invertitore dell'amplificatore; la reazione viene presa dal divisore dopo il filtro e fornita all'ingresso con invertente. Il segnale errore risultante comanda la conduzione dell'SCR per compensare le variazioni di rete e di carico. Il circuito costituito dai resistori R_1, R_2, R_3, R_4, e da Q assicura un corretto funzionamento del circuito abilitante di corrente nulla e corregge l'innesco dell'SCR.

Conclusione

In sintesi i circuiti L120 e L121 integrano le funzioni di un sistema di controllo completo perfettamente adattabile, viste assegnate le caratteristiche di precisione, stabilità, flessibilità e sicurezza, ad una vasta gamma di applicazioni industriali e domestiche.

PIÚ AVANTI C'È SEMPRE SONY:

Registratori tascabili Sony: per prendere appunti (e conservarli) quando non si ha sotto mano carta e matita, dettare una lettera alla segretaria quando lei non c'è o fare il "ripasso" della riunione in macchina.

2 VELOCITÀ
2 ORE DI REGISTRAZIONE

Goldatex. I telefoni che ti sono vicino anche quando non sei vicino al telefono.

Goldatex. Senza fili, per telefonare dove e quando vuoi. In auto, in barca, in fabbrica, nel cantiere, Goldatex ti tiene collegato al mondo attraverso il tuo telefono.

Apparecchi con raggio d'azione da 100 mt. a 5 km., tutti controllati uno per uno, tutti con garanzia di 12 mesi, tutti con prezzo Goldatex: richiedi i cataloghi alla Casella Postale 10488 – 20100 Milano.

Goldatex. Più di 1.000 negozi e oltre 20 centri di assistenza in tutta Italia.

Mod. V-3000. Raggio d'azione 1 km. Funzione interfono separata; funzione parla-ascolta incorporata con microfono indipendente. Memoria per 10 numeri telefonici; presa per registratore.

Passi avanti nella telefonia.

315. HUDSON STREET NEW YORK N. Y. 10013

Trasmissione di dati in TV

di F. Pipitone

L'attuale TV opera in gran parte su una larghezza di banda di 4 MHz e non è quindi adatta per il trattamento di documenti. In origine, la TV aveva come solo obiettivo la trasmissione di programmi audiovisivi. Ma ulteriori ricerche sono state compiute sulla TV per usi e amplificazioni speciali, comprendenti il trattamento di documenti o di dati provenienti da computer.

In seguito allo studio fatto sulla incomprensibilità dei caratteri in uso oggi, gli autori di questo articolo hanno studiato una TV ad alta risoluzione e a questo fine hanno allargato la banda fino a circa 30 MHz.

È pensabile che tale innovazione apra un ampio campo di applicazioni. La più importante può essere considerata l'applicazione alla ricerca automatica dell'informazione di immagine. Attualmente esiste un'elevata richiesta per la memorizzazione di una grande quantità di dati analogici di immagine e per la loro individuazione (retrieving). La quantità di dati contenuta nel sistema di immagine è talmente elevata, che supera la capacità di trattamento per mezzo di un computer con segnali digitali. Il microfilm è molto efficace come memorizzatore di tali dati e a questo proposito gli autori hanno studiato un sistema in cui i dati possono essere rintracciati attraverso linee di comunicazione, usando il microfilm come sorgente.

Fig. 1a - Comprensibilità dei caratteri ad elevata risoluzione.

Fig. 1b - Vari tipi di caratteri.

L'uso del microfilm come fonte di immagine è già diffuso, tuttavia, la loro ricerca automatica da una posizione distante è stata scarsamente sperimentata.
Per realizzare questo sistema, sono stati compiuti ulteriori studi, riguardanti non solo la risoluzione TV, come già menzionato, ma anche una linea con ampia banda di trasmissione, un autocommutatore (exchange) a larga banda per il sistema di comunicazione, tecniche di trasmissione a banda larga per l'uso della rete esistente, o tecniche di elaborazione con computer per la ricerca automatica.

In questo articolo sono analizzate queste ricerche ed esigenze, come pure viene studiato il sistema di archiviazione video.

C'è tuttavia molto per stimolare studi come quelli riguardanti la compressione della banda del segnale di immagine in banda laterale (side band). Le analisi che seguono, stabiliscono una direzione per gli studi futuri.

Risoluzione della televisione

Consideriamo un documento da impiegare in una TV a elevata risoluzione: il foglio di solito usato come documento ha le dimensioni di 210 x 297 mm., ed il carattere impiegato deve essere sufficientemente comprensibile con una altezza di 3 mm.

Per la presentazione sul tubo a raggi catodici è stato impiegato un sistema a sottoscansione (underscanning) per un efficiente uso del periodo di immagine del segnale video.

Riguardo al numero di linee di scansione, per presentare caratteri che includono cifre numeriche, lettere alfabetiche, Kana e Kanji (caratteri cinesi) che di solito consistono di 15 Kakus (numero di tratti che compongono un Kanji), si comprende che sono necessarie per ciascun carattere 14 linee di scansione, con una comprensibilità del carattere dell'80% per un Kanji a 14 Kakus. Tutto ciò è basato su risultati ottenuti, sperimentalmente con una TV a 4 MHz.

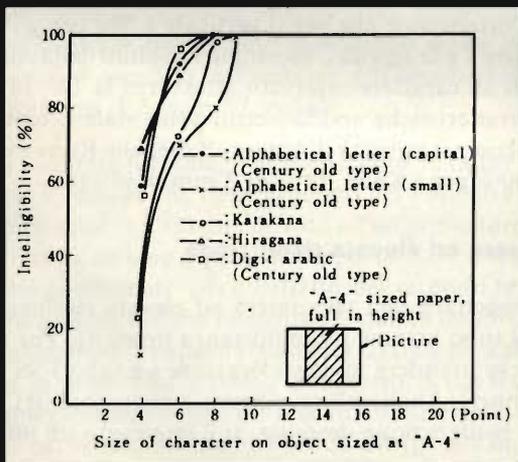
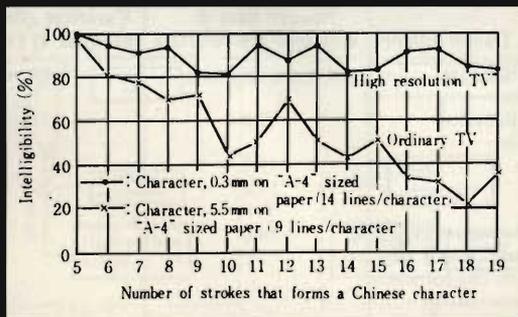
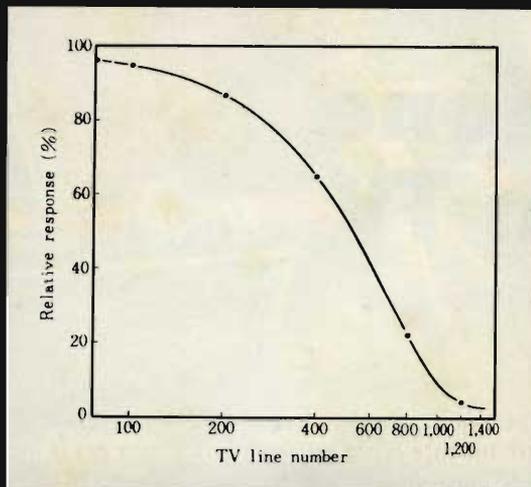



Fig. 2 - Risposta di ampiezza del Vidicon.

Il numero necessario di linee di scansione (efficaci) sull'immagine può essere ottenuto come segue:

$$\frac{\text{297 mm (altezza di un foglio di formato "A-4")}}{\text{3 mm (altezza di ciascun carattere)}} \times 14 \text{ linee} = 1.377 \text{ linee}$$

Vale a dire che sono necessarie 1.377 linee di scansione. I valori assunti sono stati determinati in base alle condizioni del
Numero di linee di scansione n = 1.425
Numero efficace di linee di scansione = 1.383

Ciò corrisponde ad una densità di linee di 4,7 linee/mm su un foglio di carta di formato "A-4".

La frequenza di quadro e la frequenza di campo devono essere minori di quelle considerate dal punto di vista della larghezza di banda di trasmissione e devono essere stabilite tenendo conto del fenomeno di tremolìo (Flicker). Qualora venga impiegato fosforo a lunga persistenza, il P39 (di colore verde, 150 ms di persistenza) sarà il limite, a causa dei requisiti di risoluzione. Dall'esito della prova di tremolio (flicker test), esso non è risultato comunque tanto efficace per quanto riguarda la differenza di tempo della persistenza, poiché si è potuto abbassare la frequenza di campo solo a 45 Hz. L'immagine inoltre è risultata verde e priva di naturalezza.

Per tali motivi la frequenza di quadro è stata portata a 30 Hz e la frequenza di campo a 60 Hz; ed in più si è fatto ricorso ad un sistema di interlacciamento 2:1. Da questi requisiti, la frequenza massima di immagine f_m si è ottenuta come segue:

$$f_m = \frac{1}{2} kmn^2 fp \left(\frac{W}{H}\right) \left(\frac{1-\beta}{1-\alpha}\right)$$

dove
K : *fattore di Keller (0,7)*
m : *rapporto di risoluzione (1)*
n : *numero di righe di scans. (1.425 righe)*
fp : *fraquenza di immagine (30 Hz)*
W/H : *rapporto di quadro (4/3)*
α : *frazione del periodo di ritorno del fascio analizzatore orizzontale (0,17)*
β : *(horizontal fly-back line period ratio)*
β : *frazione del periodo di ritorno del fascio analizzatore verticale (0,03)* *(vertical fly-back line period ratio)*

Quindi f_m = 33,5 MHz, ricavando così un'apparecchiatura TV con una banda di frequenza nominale di 30 MHz.

Questo sistema è stato realizzato in accordo con le caratteristiche mostrate in *tabella 1*, dopo aver sviluppato una telecamera e un monitor come descritto in dettaglio nel seguente paragrafo. Il risultato è stato quello di impiegare 950 righe TV sia per l'orizzontale che per il verticale e 800 per gli angoli.

La *figura 1* e la *tabella 2* mostrano i risultati della comprensibilità di un carattere osservato attraverso la TV. In questo modo caratteristiche soddisfacenti sono state ottenute con 100% di comprensibilità di lettere alfabetiche Kana e numeri, e con l'80% per i Kanji, tutti di 3 mm di altezza.

Telecamera ad elevata risoluzione

Nel progettare una telecamera ad elevata risoluzione, la scelta del tubo assume un'importanza primaria. Per un tale tipo si deve prendere in considerazione un tubo FSS (Flyng Spot Scanner) (Analizzatore indiretto a punto mobile). Tuttavia nella realizzazione descritta, si è impiegato un tubo tipo

TABELLA 1

Larghezza di banda video	33,5 MHz
Numero di linee di scansione	1.425
Frequenza di scansione orizzont.	42,75 kHz
Frequenza di scansione verticale	60 Hz
Frequenza di quadro	30 Hz
Metodo di scansione	Interlacciamento agganciato 2:1 (locked)
Rapporto tra altezza e larghezza dello schermo	3 (altezza) : 4 (larghezza), o 4 : 3
Trama	Scansione di ampiezza ridotta 5%
Tubo telecamera	Vidicon a elevata risoluzione da 1,5"
Tubo per l'immagine	Tubo a raggi catodici a elevata risoluzione da 17"
Segnale d'uscita	1 Vpp / 75 Ω immagine positiva (impulso sincronizzato 30%)

Tab. 1 - Caratteristiche di un'oscillatore TV ad elevata risoluzione.

TABELLA 2

Comprensibilità	La comprensibilità è superiore al 90% *	
Tipo di lettere	Numero linee di scansione per carattere	Carattere efficace su immagine di f.to "A-4"
Lettera alfabetica (maiuscola)	8,4 per carattere	1,8 mm
Lettera alfabetica (minuscola)	12,0	2,5
Hiragana	11,2	2,4
Ktakana	11,2	2,4
Numero	8,4	1,8
Carattere cinese ordinario costituito fino a 15 tratti (tratti che formano un carattere cinese)	14.0	3.0

* Per il carattere cinese ordinario la comprensibilità è superiore all'80%.

Tab. 2 - Comprensibilità dei caratteri in TV.

Vidicon per la sua versatilità, tra cui la capacità di riprendere una vasta gamma di immagini (general image input).

I requisiti tipici di un tubo da ripresa ad elevata risoluzione, comprendono un fascio di piccole dimensioni, grande superficie dell'anticatodo (target area), piccola capacità parassita (stray capacity).

Questi requisiti sono soddisfatti da un tubo da ripresa con diametro dell'anticatodo da 1,5 a 3 pollici. Sebbene possa essere utilizzato anche un tubo RBV (Return Beam Vidicon), progettato per elevata risoluzione, il Vidicon da 1,5 pollici è stato scelto per vantaggi economici, tipo deflessione elettromagnetica e buona risoluzione. La caratteristica di risposta di tale tubo è illustrata in *figura 2.*

Assieme ad una maggiore larghezza di banda, è necessario che il sistema (in particolare il preamplificatore della telecamera) abbia un buon rapporto segnale-disturbo S/N. Il Vidicon fornisce una piccola uscita e risente molto dell'attenuazione della componente ad alta frequenza, dovuta alla capacità parassita, cosicché il rumore che viene generato dal preamplificatore è elevato, come mostra la formula seguente:

$$S/N = \frac{i_s}{\sqrt{2ei_sf_o + 4kTf_o \left[\frac{1}{R} + \frac{R_n}{3} (2\pi Cf_o)^2 \right]}}$$

in cui

i_s : *corrente di segnale*
e : *carica elettronica (1,59 x* 10^{-19} coulomb)
k : *costante di Boltzman (1,37 x* 10^{-23} joule/°K)
T : *temperatura (temperatura assoluta)*
R : *resistenza parallela all'amplificatore d'ingresso*
R_n : *resistenza di rumore equivalente dello stadio iniziale*
C : *capacità parallela dell'ingresso dell'amplificatore*
f_o : *larghezza di banda del segnale*

Nella succitata formula, il primo termine in radice quadrata mostra il rumore che viene generato nel Vidicon e il secondo termine mostra il rumore dovuto all'amplificatore. Via via che la banda diviene ampia, il rapporto S/N diminuisce a causa del coefficiente $\sqrt{f_o}$ e l'effetto del secondo termine in parentesi quadra diviene maggiore. È quindi importante cercare di abbassare la capacità parassita C come pure abbassare la figura di rumore dello stadio di ingresso. A tale scopo sono stati impiegati dispositivi FET a basso rumore nello stadio di ingresso per assicurare un S/N di 32 dB (p–p/r.m.s.).

Per il trattamento di documenti, i requisiti richiesti sono: risoluzione, commutazione della polarità del segnale di immagine (che corrisponda al negativo o al positivo dell'oggetto), tono (compensazione gamma), non-ombreggiatura (non-shading) e linearità dell'immagine. Al fine di ottenere un angolo di contrasto (tone wedge), deve esistere una relazione proporzionale fra la luce di ingresso nella telecamera e quella di uscita dal tubo di immagine.

Il gamma dell'intero sistema è dato dai gamma dei rispettivi elementi.

Nel progetto è stato inserito un circuito di compensazione del gamma sulla telecamera. Così facendo si è ottenuto un prodotto totale uguale a 1 come necessario.

Cioè $\gamma = Yf \cdot Yv \cdot Yx \cdot Yc = 1$

γ : *gamma dell'intero sistema*
Yf : *gamma del film (÷ 1 ~ 2)*
Yv : *gamma del Vidicon (÷* 0,6)
Yx : *gamma del circuito di compensazione*
Yc : *gamma del tubo di immagine (CRT)*
(Tubo a Raggi Catodici) (÷ 2,6)

Nel sistema si è prevista una compensazione che comprende quella del microfilm (come mostrato sopra), in modo da permettere di inserire una compensazione corrispondente alla differenza del gamma in relazione al tipo di film impiegato. Ciò ha reso possibili compensazioni (expressions) di più di 8 gradienti.

L'ombreggiatura (shading) è un fenomeno relativo alla differenza di brillantezza che appare nell'immagine di uscita al centro e agli angoli dell'immagine stessa. Questo non infastidisce molto fintantoché l'immagine sarà costituita da uno scenario naturale. Tuttavia, quando sono implicati documenti, particolarmente quando viene mostrato un foglio di carta, la più leggera differenza di condensazione (condensation) può infastidire molto. Si è reso quindi necessario eliminare l'ombreggiatura dall'uscita della telecamera. Per la compensazione si è impiegata una combinazione di una forma d'onda parabolica e di una a dente di sega, eliminando l'inconveniente quasi per intero. La *figura 3* mostra la schema a blocchi.

Monitor a elevata risoluzione

Al tubo a raggi catodici (CRT) sono richieste una elevata risoluzione e una sufficiente brillantezza, anche con un fascio piccolo. Per questo particolare uso, si è impiegato un modello migliorato di un comune CRT. Un 17 pollici è stato usato con

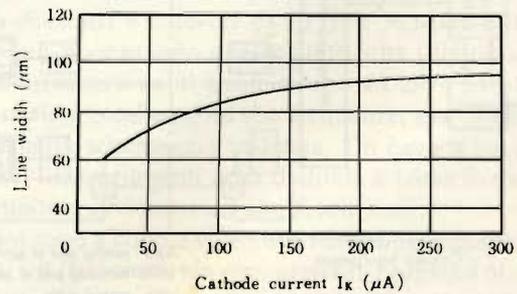
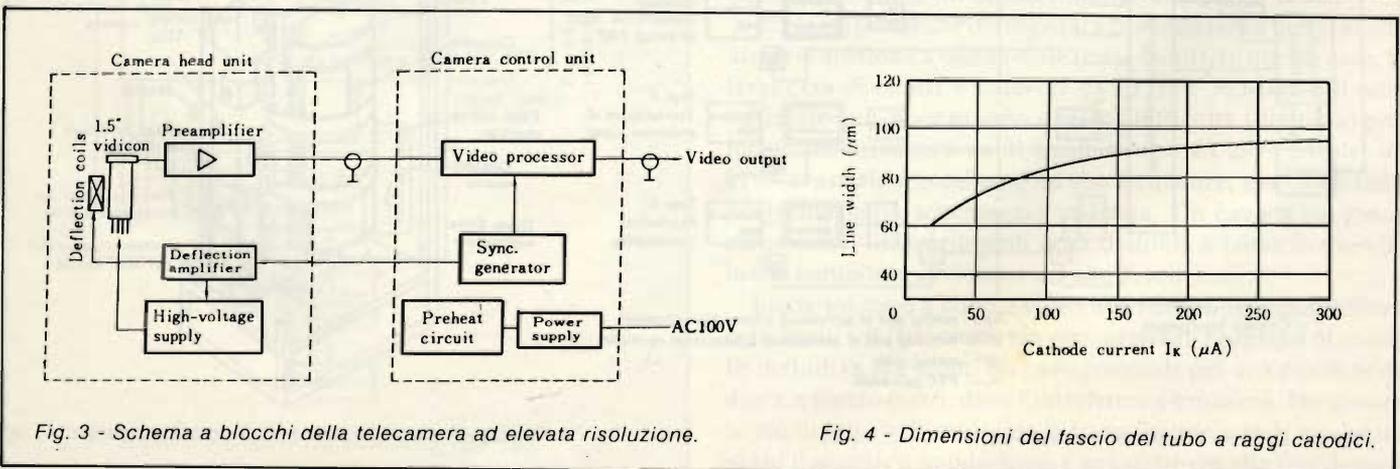



Fig. 3 - Schema a blocchi della telecamera ad elevata risoluzione.

Fig. 4 - Dimensioni del fascio del tubo a raggi catodici.

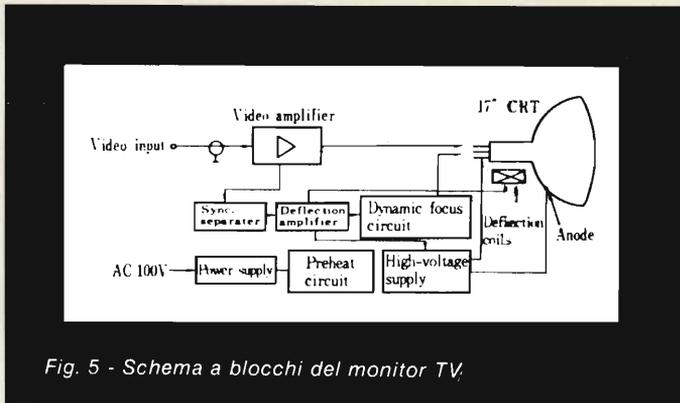



Fig. 5 - Schema a blocchi del monitor TV.

successo per produrre un formato vicino a quello "A-4". Con un 5% di sottoscansione (under-scanning) le dimensioni dell'immagine sono risultate di 223 mm in altezza e di 297 mm in larghezza. La risoluzione è determinata dalla dimensione del fascio di scansione principale. Nel sistema descritto tale dimensione (d = diametro), rapportata a quella dell'immagine e del numero di linee di scansione, è stata calcolata attraverso l'espressione:

$$d < H/n'$$

H: *altezza della superficie interessata dalla scansione (223 mm)*
n': *numero efficace di linee di scansione (1.383 linee)*

Si è ricavato che la dimensione "d" del fascio doveva essere minore di 160 µm, o minore di 100 µm, purché la incompletezza di interallacciamento permessa sia superiore a 7:3. La *figura 4* mostra i dati relativi alla misura della dimensione del fascio. Poiché Ik = 150 µA nelle condizioni di funzionamento abituali, ci si è trovati in accordo con il valore delle dimensioni del fascio sopra indicate (che di solito in un ordinario tubo per immagini) vanno da 300 a 500 µm.

Per quanto riguarda il fosforo, è stato impiegato un P7 (persistenza: 50 µs per la componente blu, 300 µs per la componente gialla) con un rumore attenuato, del segnale uniformato.

Per prevenire un abbassamento della risoluzione si è utilizzato un sistema di focalizzazione dinamico.

La *figura 5* mostra lo schema a blocchi del circuito.

Questo sistema può essere usato per una immagine TV sia maggiore in altezza che maggiore in larghezza.

Sistema di archiviazione video

Il sistema di archiviazione video, è un sistema di ricerca di informazione che impiega microfilm, associato a una TV a elevata risoluzione, e viene usato per individuare un numero di microfilm collocati a distanza convertendo l'immagine in segnali TV a elevata risoluzione e mostrandoli su un ricevitore di immagini al terminale del sistema.

Un sistema di ricerca dell'informazione per mezzo di un computer è già conosciuto. Tuttavia, è divenuto necessario memorizzare documenti in immagini, ed usarli ogni qual volta sia necessario. Ciò comporta alcune difficoltà a causa della limitata capacità di trasformare immagini in segnali digitali in un sistema di elaborazione elettronica. Un televisore monocromo produce elementi di alcuni M bit per immagine e se questa viene memorizzata in una memoria a dischi magnetici, una unità conterebbe solo circa 10 immagini.

D'altra parte, il sistema di ricerca di informazione ottico a microfilm esistente, non prevede alcuna trasmissione di immagine, cosicché il dispositivo deve essere posto vicino a ciascun terminale.

Ciò limita strettamente la capacità di archiviazione, lasciandola ben lontano dall'esigenza di una agevole ricerca automatica di alcune centinaia di migliaia o addirittura alcuni milioni di pagine dei grandi archivi.

Con il sistema descritto, si è voluto soddisfare tali requisiti. Si tratta di un metodo ideale per accedere agevolmente a grandi archivi da un luogo lontano, impiegando tecniche relative alla televisione ad elevata risoluzione. Prelevare l'immagine ricercata sotto forma di segnale televisivo procura, nell'utilizzazione, molti vantaggi, comprendenti la trasmissione a distanza, l'accesso da multi-terminali, l'uso di numerose sorgenti, la composizione di immagine con un visualizzatore proveniente dal computer, la memorizzazione temporanea in una memoria di transito (buffer memory) e la produzione di copie stampate (hard copyng). Il sistema è stato quindi sperimentato con un televisore standard e si sono

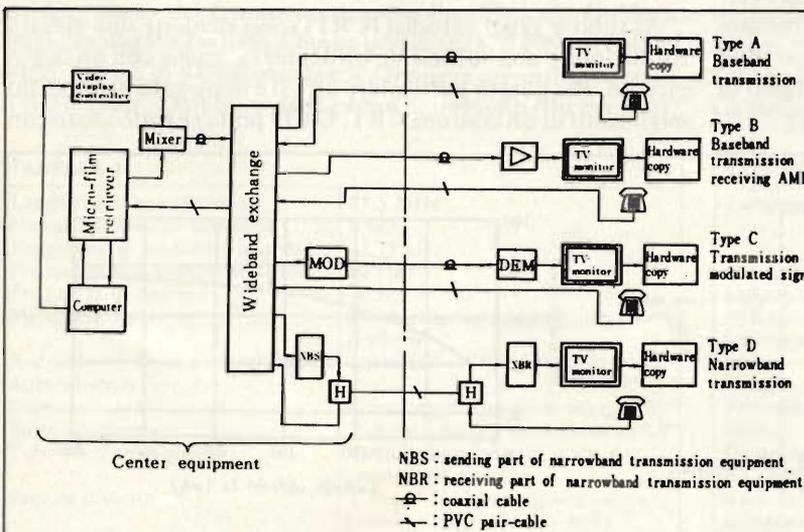



Fig. 6 - Schema a blocchi del sistema.

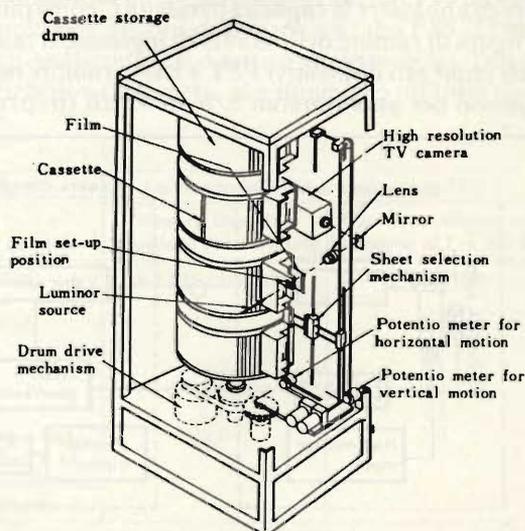



Fig. 7 - Realizzazione del sistema di ricerca automatica.

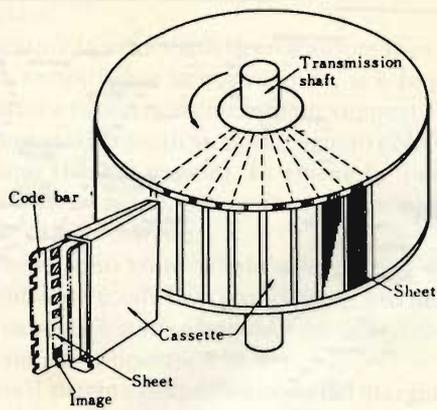



Fig. 8 - Supporto per schede.

ottenuti, al di là di una perdita di risoluzione, efficienza di memoria, facilità di ricerca, tipi e tempo di accesso convenienti per corrispondere a più chiamate da più terminali. Come sistema di memorizzazione, si è usato il microfilm e la registrazione televisiva su nastro (video tape). Il sistema a microfilm è stato impiegato per la sua risoluzione, grado di conservazione ed efficacia di memorizzazione, nonché per la convenienza della preparazione e del rinnovo. Per il sistema di ricerca automatico, si è così ricorsi ad un metodo di impilatura con cui ottenere la capacità necessaria che va da alcune decine di migliaia, ad alcuni milioni di pagine, e che può spesso aumentare o diminuire a seconda delle condizioni. La capacità di ciascun impianto deve peraltro essere limitata ad una dimensione opportuna tale da rendere la ricerca veloce a far fronte a chiamate multiple, distribuendo le richieste verso i vari impianti.

Tutto ciò è stato realizzato in due versioni, una della capacità di 240.000 pagine, è un'altra di 60.000 pagine.

Come mostrato in *figura 6*, il sistema può essere composto in vari modi. I dispositivi fondamentali sono: il blocco di ricerca a microfilm, un autocommutatore a larga banda e un dispositivo terminale. Altre apparecchiature possono essere successivamente installate per altre applicazioni. Nell'apparecchiatura centrale, la quantità di sistemi di ricerca a microfilm richiesta, viene collegata all'autocommutatore (exchange) a larga banda.

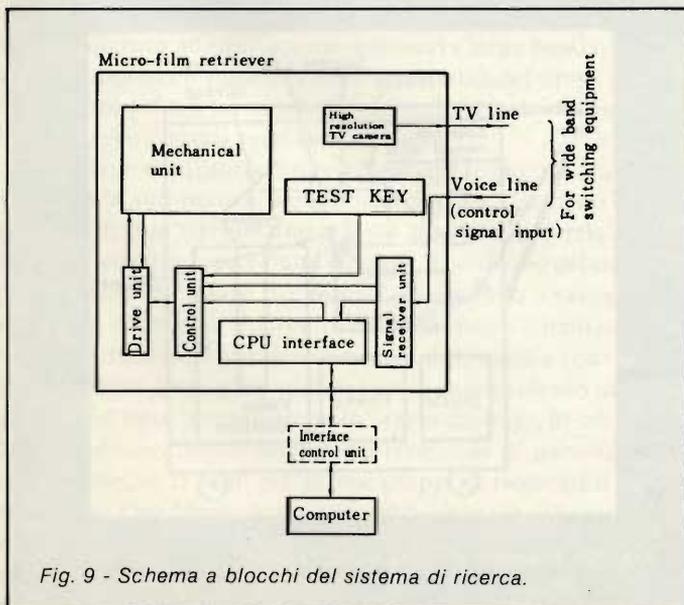



Fig. 9 - Schema a blocchi del sistema di ricerca.

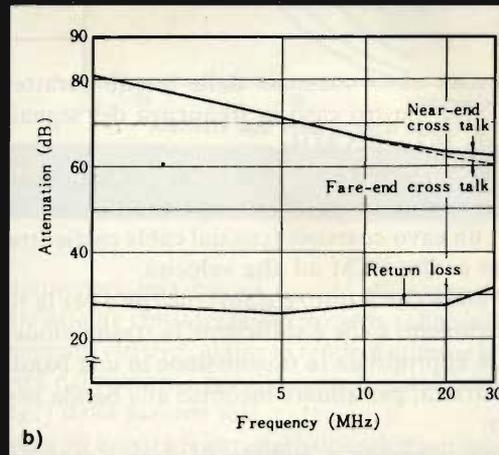
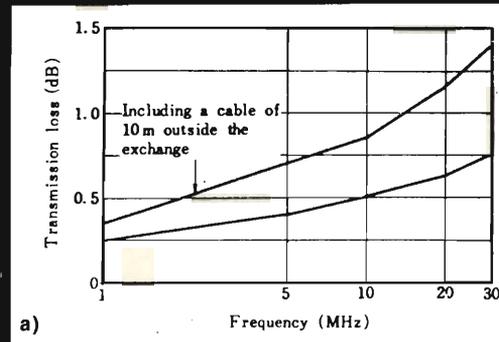



Fig. 10 - Caratteristiche dell'autocommutatore. a) attenuazione. b) diafonia.

L'apparecchiatura terminale consiste in un ricevitore TV a elevata risoluzione e in una tastiera. È possibile l'allacciamento di una apparecchiatura in grado di fornire copie stampate.

Per la tastiera, può essere usato un telefono a pulsanti, per la sua praticità.

Il segnale del televisore ad elevata risoluzione, ha una banda di frequenza di 30 MHz, cosicché è necessaria una rete a banda ampia ed a circuito individuale (individual circuit network) che permetta una comunicazione tra il centro e il terminale tramite un autocommutatore a larga banda.

Per la trasmissione del segnale a breve distanza ben si presta una trasmissione a banda-base (base-band). In questo caso, la larghezza di banda è notevole da 30 Hz a 30 MHz, e il cavo utilizzato pur presentando qualche difficoltà (diafonia) non introduce attenuazione di trasmissione. In altre parole, un cavo coassiale è eccellente ad alte frequenze, ma dà qualche problema nello schemaggio in bassa. Un cavo a coppia, è meno sensibile nei riguardi della diafonia a bassa frequenza, ma si comporta altrimenti ad alta frequenza.

Esiste un cavo a coppia video utilizzabile per ridurre entro certi limiti i difetti citati, ma esso presenta problemi di costo. In definitiva si è scelto un cavo coassiale per una distanza da due a trecento metri, dove l'interferenza è minima. Per distanze più lunghe, si è impiegata la trasmissione a onda modulata in cui il segnale a banda-base, è convertito in alta frequenza e

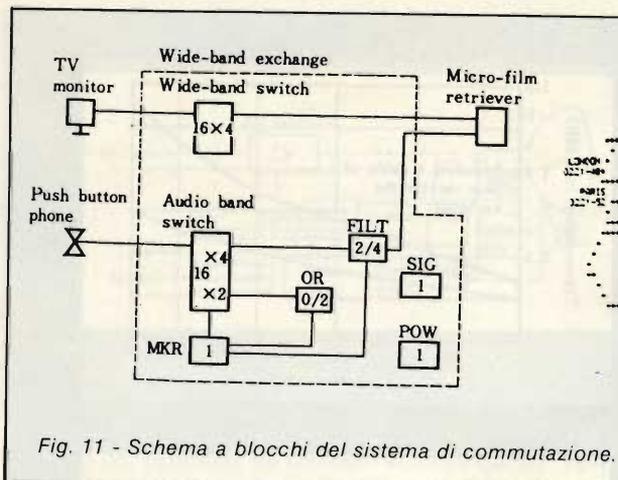



Fig. 11 - Schema a blocchi del sistema di commutazione.

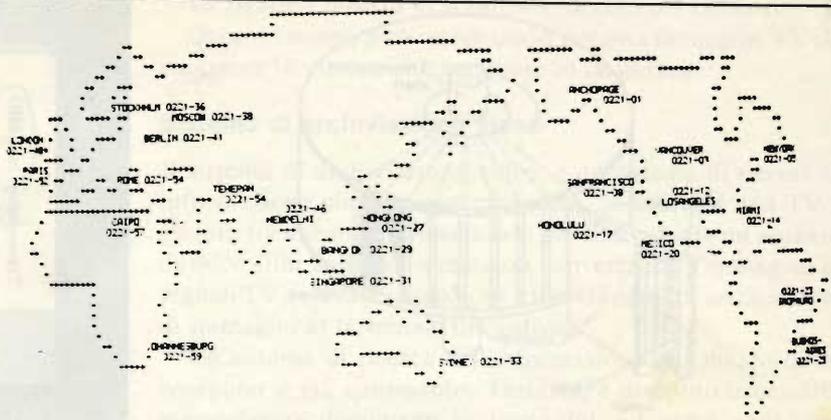



Fig. 12 - Schema del dispositivo per la copia stampata.

immesso in un cavo coassiale dalle buone caratteristiche schermanti. Nel nostro caso la frequenza del segnale viene convertita da 107 a 175 MHz.

È possibile anche il trasporto di un'ampia banda, ad esempio per mezzo di una trasmissione a modulazione d'onda portante in un cavo coassiale (coaxial cable carrier transmission), o con codice PCM ad alta velocità.

Considerando che il tutto è stato concepito per la riproduzione di documenti e che è sufficiente la trasmissione di una immagine, è appropriata la trasmissione in una banda il più possibile ristretta, per andare incontro alla banda assegnata del circuito.

Per quanto riguarda il metodo di ricerca automatica, il sistema offre molte possibilità tra cui quella di inserire direttamente il numero di controllo dal terminale, una seconda che consiste nell'inserire prima il numero associato, leggerlo per mezzo del computer ed utilizzare l'uscita per controllare il sistema di ricerca.

La dimensione dell'immagine trattata è la medesima di quella già menzionata a proposito sia delle immagini, che dei caratteri.

Realizzazione dell'impianto centrale

Per la spiegazione, riferiamoci alla *figura 6*.

Gli impianti centrali, comprendono il sistema di ricerca a microfilm e l'autocommutatore (exchange) a larga banda.

Se necessario, si può inserire anche un sistema di controllo della presentazione video, un miscelatore video di composizione di immagine ed un computer.

La realizzazione più semplice è basata sul solo sistema di ricerca e sull'autocommutatore, ed è impiegata per il sistema di ricerca di informazione nel quale il numero di memoria del film viene inserito dal terminale.

Realizzazione del terminale e dell'impianto di trasmissione

Le apparecchiature terminali consistono in un monitor TV, una tastiera e, se necessario, un dispositivo per la copia stampata. Come già detto, per la modalità di trasmissione, sono state impiegate varie apparecchiature in funzione della distanza considerata. Cioè, una trasmissione in banda-passante attraverso un cavo coassiale è effettuata per una distanza di due o trecento metri. A seconda della necessità, si è resa necessaria una equalizzazione o una amplificazione (tipo A, B di figura 6). Per distanze maggiori, nella trasmissione in banda base, il rumore di induzione diviene notevole, cosicché si è impiegato il tipo di trasmissione modulata (tipo D sempre di figura 6).

Il suddetto è un esempio e molti altri tipi di sistemi e di trasmissioni possono venire impiegati.

Sistema di ricerca di informazione a microfilm

1) Film impiegati.

Per quanto riguarda la scheda per il microfilm (microstrisce), se ne è utilizzata una rispondente agli standard COSATI (Committee on Scientific and Technical Information - Commissione per l'Informazione Scientifica e Tecnica) assai noti in Giappone, e con essa si è sfruttato un margine con impresso un codice per la ricerca automatica (retrieving code bar). Il numero di immagini in ciascuna scheda è risultato 12 in altezza x 5 righe = 60 immagini.

La capacità di memoria dei film, può essere di 240.000 pagine (4.000 schede) oppure di 60.000 pagine (1.000 schede).

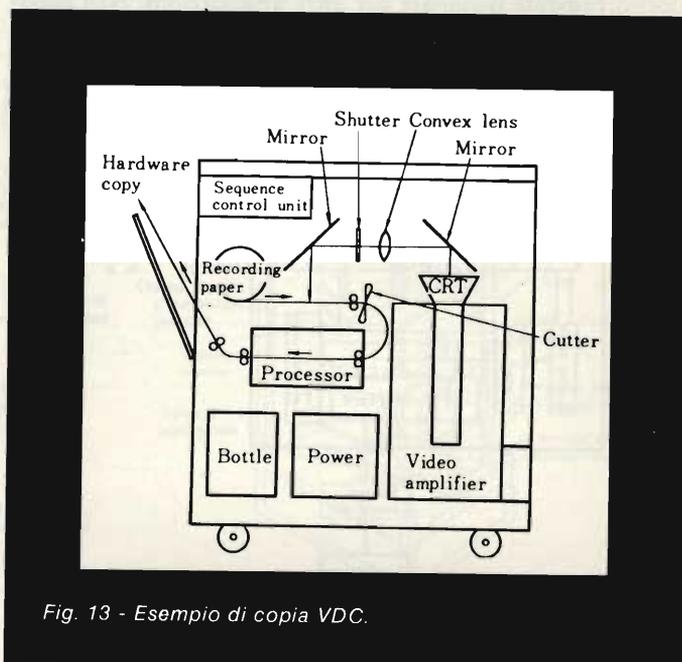



Fig. 13 - Esempio di copia VDC.

2) Realizzazione

Per aumentare la velocità di ricerca automatica di informazione e per semplificare la costruzione, si è impiegata una apparecchiatura rotante, utilizzante un supporto circolare. I supporti sono stati impilati su quattro piani (240.000 pagine) e su un piano (60.000 pagine). In entrambe i casi con 100 cassette per ciascun piano, e in ogni cassetta sono state inserite 10 schede di microstrisce.

Le 10 schede sono state dotate a loro volta di 10 tipi di margini codificanti (code bars) collocati a caso nelle cassette.

Ad ogni cassetta è stato assegnato un indirizzo nella posizione prevista del supporto.

Poiché, sia il sistema di codificazione del margine (code bar system) che il sistema di indirizzo sono stati impiegati associati, si sono resi sufficienti soltanto 10 tipi diversi di margini codificati.

Questo insieme di 10 tipi ha potuto essere usato da ciascuna cassetta, cosicché l'operazione è risultata assai semplice.

La *figura 7* mostra la struttura del blocco mentre la *figura 8* presenta la realizzazione del supporto circolare. Durante l'operazione di ricerca automatica dell'informazione, il supporto ruota in accordo col segnale di controllo presente in ingresso, e la corrispondente cassetta si ferma di fronte al meccanismo di estrazione. Il meccanismo di estrazione preleva la scheda caratterizzata dal codice corrispondente e la invia alla sezione di ripresa dell'immagine, dove la figura selezionata viene controllata per giungere alla posizione di inquadratura della telecamera per mezzo di un sistema ad assi cartesiani X e Y mobili per l'inquadratura.

Per la realizzazione si è impiegato il sistema decimale spinti dalla comodità del controllo diretto si è usato il sistema decimale per mezzo applicato al segnale di ingresso.

Rispetto ad un proiettore ottico, la telecamera necessita il flusso di una certa quantità di luce sul film.

La *figura 9* illustra lo schema a blocchi di questa apparecchiatura.

Autocommutatore a larga banda (Wide band exchange)

Nel sistema descritto è necessario l'autocommutatore per un segnale televisivo di banda-base, di 30 MHz. Tale blocco è stato realizzato adottando commutatori a larga banda, aventi come componenti matrici a lamina coassiali del tipo a tenuta di corrente a 8 x 4 terminali (8 terminal x 4 terminal current-holding type coaxial reed switch matrix).

L'impiego di un autocommutatore con 16 circuiti d'uscita e 4 di ricerca automatica, semplifica il lavoro. Ciascuno di essi consiste in due circuiti uno a larga banda e uno relativo al canale telefonico (voice band circuit). Il controllo del collegamento viene effettuato per mezzo del telefono a tastiera del terminale attraverso il circuito di voce (voice circuit).

Relativamente al sistema di ricerca automatica considerato, si possono impiegare vari metodi di collegamento uno dei quali è del tipo "senza chiamata" (non-dailing), in cui viene fatto un collegamento diretto dal terminale di partenza, (in questo caso, se ci sono più di due gruppi di ricercatori automatici con i medesimi contenuti, attraverso un collegamento viene fatta una selezione automatica di un ricercatore libero); a quello di un altro sistema dove il numero viene selezionato con una chiamata.

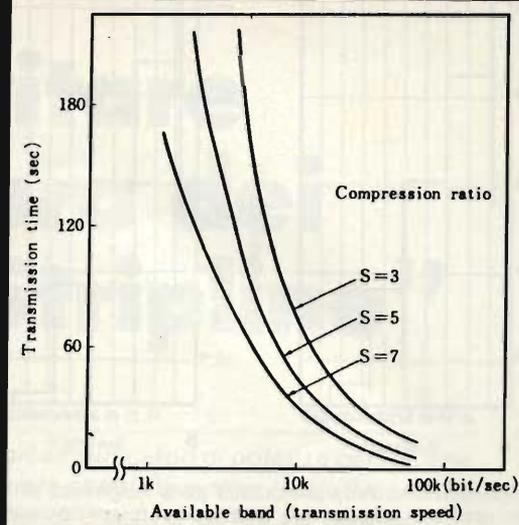



Fig. 14 - Banda operante a tempo di trasmissione.

Per mantenere una buona qualità di trasmissione, sono state fatte attente considerazioni in merito alla realizzazione e ai collegamenti elettrici, al fine di rendere minime la diafonia e l'influenza del rumore e per eliminare la tensione d'urto (surge voltage) dalla sezione relé.

La *figura 10* mostra le caratteristiche dell'autocommutatore e la *figura 11* illustra il sistema di autocommutazione a relé.

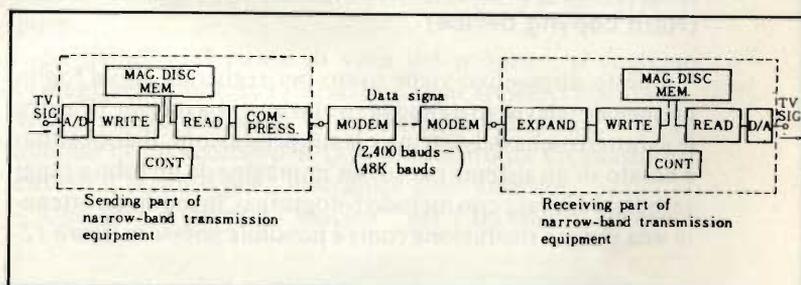



Fig. 15 - Sistema di trasmissione mediante rete telefonica.

TABELLA 3	
Procedimento di registrazione	Presentazione con tubo a raggi catodici a elevata risoluzione, fotografia con alogenuro d'argento.
Segnale di ingresso	Segnale televisivo a elevata risoluzione (30 MHz)
Fornitura di carta	Carta su rullo, fornitura della carta dopo il taglio automatico
Dimensione del foglio	210 x 297 mm (formato "A-4")
Carta per registrazione	Carta fotografica ad alogenuro di argento
Tubo a raggi catodici	Tubo a raggi catodici a elevata risoluzione con schermo piatto di 8 pollici
Velocità di registrazione	14 secondi

Tab. 3 - Tipo e prestazioni del dispositivo per la copia stampata.

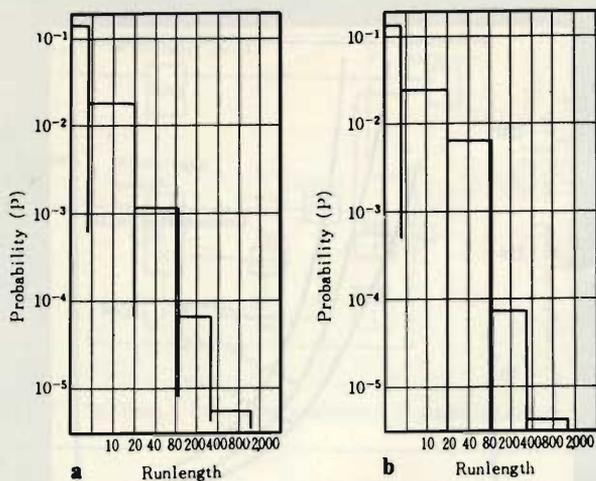



Fig. 16 - Distribuzione della probabilità della lunghezza di "run" a) documento scritto in giapponese, b) documento scritto in inglese.

TABELLA 4		
Lunghezza di "run" espressa in bit	Codice della lunghezza di "run"	Lunghezza del codice espressa in bit (numero di cifre digitali del codice)
4 ~ 8	0 ***	4
9 ~ 40	10 *****	7
41 ~ 296	110 ********	11
297 ~	1110 **********	14

Tab. 4 - Codificazione della lunghezza di "run" (tipo di codice a divisione).

Dispositivo per la copia stampata (Hard copyng device)

Questo dispositivo viene usato per registrare su un foglio un segnale televisivo a elevata risoluzione. La *tabella 3* mostra le caratteristiche del sistema e le sue prestazioni. Il dispositivo è basato su un sistema per cui un'immagine da un tubo a raggi catodici è rilevata con metodo fotografico, in modo da ottenere una elevata risoluzione come è possibile notare in *figura 12*.

La carta di registrazione (ad alta sensibilità) è trattata a base di alogenuro di argento. La sua risoluzione è superiore a 100 linee/mm, sufficienti allo scopo di registrazione. Per quanto riguarda il tubo a raggi catodici, si è utilizzato un modello adeguato ad alta luminosità in grado di fornire una risoluzione di 800 linee o più, sia nella direzione orizzontale che in quella verticale.

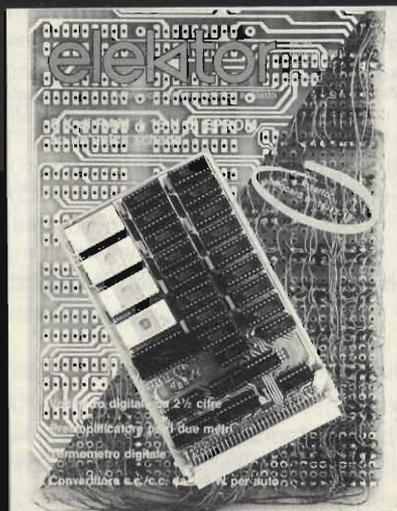
La velocità di trasmissione del circuito può essere stabilita liberamente, a seconda delle esigenze, e la *figura 14* mostra la sua relazione con il tempo di trasmissione considerando come parametro il rapporto di compressione. Con 4.800 bauds (baud = unità di velocità di trasmissione - un punto per secondo) sono richiesti circa due minuti di tempo di trasmissione.

La realizzazione di questo sistema è mostrata in *figura 15*. La memoria di immagine, è a disco magnetico adatta a memorizzare il segnale digitale il quale risulta convertito in serie-parallelo e rallentato per permettere un agevole accesso alla memoria.

Il metodo di codificazione run-lenght è stato impiegato per comprimere la ridondanza, usando le carattersitiche statiche tra gli elementi di immagine. Tale metodo introduce una permanenza (continuing lenght, chiamata "run") del segnale di immagine sia del bianco, sia del nero (time axis coding - codificazione dell'asse dei tempi). In tal modo si diminuisce molto il numero dei dati di codificazione (codes) rispetto al metodo di trasmissione degli elementi di una immagine con un bit.

Vari studi sono stati eseguiti sulla relazione tra le immagini. La *figura 16* mostra la lunghezza di durata (run-lenght) di un generico documento. La figura mostra come sorprendentemente spesso si verifica la durata (run) corta. Un metodo di codificazione viene usato quando un codice corto è applicato in una durata (run) corta, aumentando così l'efficienza di compressione, e un metodo di codificazione è concretamente usato come mostrato in *tabella 4*.

Bibliografia

FUJITSU - SCIENTIFIC & TECHNICAL - JOURNAL

test-lab

Come evitare la bruciatura dei transistori "Stripline"

di G. Brazioli

Chiunque sia abitualmente alle prese con i transistori amplificatori di potenza per RF, che s'identificano tutti nel modello "stripline", sa che, quale che sia la marca, quale il modello, basta un attimo di disattenzione e "puff"... decine di migliaia di lire (o centinaia di migliaia!) rappresentate da uno o più semiconduttori vanno in fumo!
Perchè ciò non accada, si dovrebbe tenere sempre sott'occhio le correnti di lavoro, le temperature, le onde stazionarie, le tensioni di picco, le autooscillazioni ... controlli multipli del genere non sono forse tra i più facili, ed allora descriviamo un condensato di tecniche di laboratorio, che formano una sorta di "assicurazione", per i costosissimi "strip".

Se un tempo i transistori previsti per l'amplificazione di potenza RF, a livello di decine o centinaia di W, interessavano a pochi e superspecializzati tecnici addetti alla manutenzione delle apparecchiature militari, dei ponti radio professionali, dei sistemi aerospaziali, ed a coloro che progettavano questo genere di sofisticatissime apparecchiature, oggi la situazione si presenta assai diversa.

I transistori "strip" si sono infatti diffusi in tutti gli stadi amplificatori a media potenza e finali dalle apparecchiature "broadcasting" FM, nei cosiddetti "lineari" per OM e CB, nei trasmettitori "mobili" per telefonìa, per radiotaxi, per addetti alle consegne, nei trasmettitori che fanno parte degli impianti di sicurezza (antifurto ecc.) per industrie e magazzini, e in molte altre applicazioni.

Se quindi un tempo il discorso relativo ai transistori con i terminali a bandella (traduzione pedestre per il termine "stripline") poteva essere interessante per pochi addetti, che tra l'altro in genere erano già abbastanza esterti da poter eventualmente *scrivere loro* dei consigli, invece di leggerli, oggi la tematica non può non abbracciare un campo assai più vasto d'interessi. Come risparmiare dei transistori che hanno dei prezzi elevatissimi, in sostanza, è un tema dal vasto respiro.

Iniziamo quindi subito con i commenti, senza ulteriori indugi. Sebbene talune marche affermino che i propri transistori in "strip" resistono a *qualunque* rapporto di onde stazionarie, la nostra esperienza ci dice che se si distacca completamente l'antenna mentre il pilotaggio all'ingresso è al massimo livello, o la si cortocircuita, passando da una impedenza di carico di, poniamo 52 Ω, all'infinito, oppure a "zero Ohm", i guasti sono abbastanza frequenti. Ciò vale per gli *ultimi modelli* di transistori che possono sopportare potenze dell'ordine dei 150-300 W ad oltre 100 MHz, perchè se parliamo di elementi più vecchi, montati due-tre anni fa, o previsti per i finali RF-TV, quindi dalla frequenza di lavoro di *molte* centinaia di MHz, con le troppe onde stazionarie, o infinite, si ha anche una ecatombe pressochè totale. Se qualcuno ha abbastanza "coraggio" per condurre delle *verifiche pratiche*, provi pure...

Se quindi, dal punto di vista del progetto, si vogliono proteggere veramente i transistori, ogni apparecchiatura dovrebbe essere provvista di un sistema indicatore o di un allarme di un eccessivo R.O.S. provocato da un guasto nei circuiti d'uscita o nella meccanica delle antenne.

Una vera e propria "macina" per i transistori costosi è

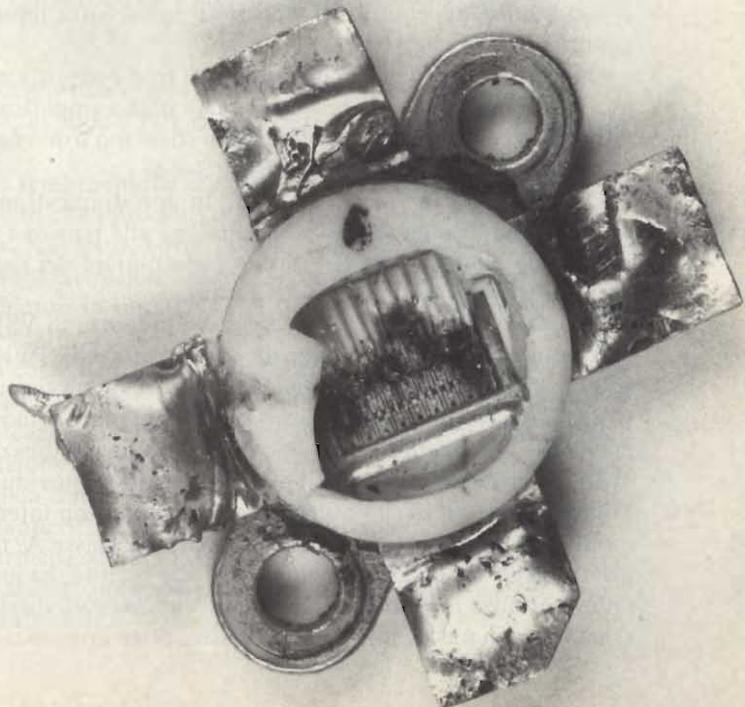
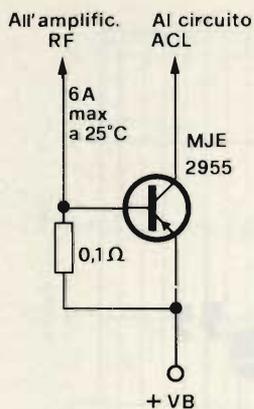



Fig. 1 - Sensore in corrente.

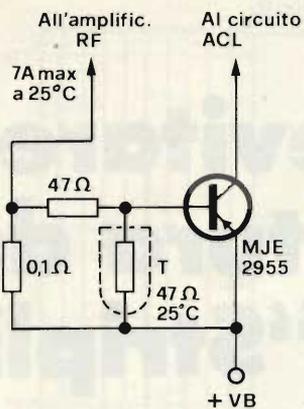



Fig. 2 - Sensore compensato.

comunque il banco di prova degli apparecchi, sempre dal punto di vista di chi progetta ed elabora "breadboard", ed in questa fase iniziale dell'elaborazione dei sistemi emittenti, si dovrebbe abbondare in fatto di sensori del sovraccarico d'ogni genere, compresi logicamente i controlli della temperatura eccessiva, e del superamento della massima potenza d'uscita prevista.

Precauzioni elementari

I limitatori della corrente, sia dell'alimentazione di un singolo stadio, che di un intero canale amplificatore, o del solo finale di potenza, rappresentano già un buon metodo basilare per proteggere i transistori dai danni. Se si circoscrive la massima potenza dissipata dal transistore, non può succedere alcun danno; non importa se l'antenna si distacca o se si rompono dei componenti sussidiari. La protezione contro le correnti eccessive più semplici, può essere rappresentata da una resistenza dal valore molto basso accoppiata ad un transistore, come si vede nella *figura 1*, o ad una resistenza raggruppata con un elemento NTC e con il transistore: *figura 2*, più un adatto circuito "ALC".

Il regolatore CC può essere progettato per ridurre la potenza d'uscita se aumenta la temperatura ambientale o quella del radiatore, mantenendo la dissipazione posta senza limiti riguardo alla temperatura.

Un ponte SWR a uno o due diodi del tipo convenzionale, può essere impiegato per proteggere uno stadio amplificatore di potenza ed assicura la stabilità quali che siano o divengano le caratteristiche dell'antenna: *figure 3-4-6*.

Detto ponte può essere impiegato in uno di questi modi:
a) può generare una tensione CC analoga alla tensione proporzionale alla potenza RF diretta per azionare dei sistemi utili al controllo automatico del livello, e
b) può azionare un allarme di eccessiva presenza di VSWR.

Il punto dove si deve collocare il misuratore di SWR nel sistema è molto importante, visto che si tratta di un sistema a banda larga che può essere suscettibile al contenuto armonico dell'uscita dell'amplificatore. Sovente, per una indicazione utile, conviene far precedere il ponte da un filtro che riduca le armoniche ad un livello accettabile. Se il fatto non interessa molto nel caso di amplificatori di potenza in classe A, tipici dell'impiego TV e nei trasmettitori ad alta qualità, ha invece un'importanza rilevante in quegli stadi che lavorano in classe C ed anche in push-pull; in questi casi, la terza armonica può essere inferiore di appena 20 dB rispetto alla fondamentale. Oltre ad essere suscettibile alle armoniche, il ponte *genera a sua volta delle armoniche* a causa del comportamento nonlineare dei diodi impiegati.

Quando allora si desidera un basso contenuto armonico, non solo serve un sistema di filtro all'ingresso del sistema, ma anche all'uscita! Qui iniziano ad affacciarsi delle grosse difficoltà, visto che il ponte SWR non controlla direttamente l'antenna, ed il rapporto SWR cambia con il mutare delle caratteristiche del filtro all'uscita. Per esempio, si deve tener presente che il filtro suddetto è sempre progettato per una impedenza media di 50 Ω e inizia a comportarsi in modo difforme se l'antenna assume dei valori d'impedenza diversa. Consideriamo un momento la "Ground-Plane", una delle antenne impiegate abbastanza di frequente sulle VHF. È costituita da un radiatore verticale e da un gruppo di "radiali" (di solito quattro o più).

Se i radiali non hanno l'inclinazione ideale, che è di circa 40 oppure 45 gradi, la "GP" non ha più quell'impedenza di 50 Ω che è prevista. Se sono piegati verso il basso a causa di un cattivo montaggio, o per intervenuti fenomeni meccanici (piegature a causa di fortunali, tempeste) l'impedenza sale. Se al contrario assumono un'angolazione di 90° rispetto al radiatore, l'impedenza scende, magari a 80 Ω e simili.

Come si vede, considerando che fenomeni analoghi valgono un poco per tutte le antenne VHF/UHF, la *sicurezza* nel valore d'impedenza dell'antenna è un pò un'illusione ...

Se peraltro si dispone di strumenti atti a misurare le antenne, e il valore è accertato con sufficiente approssimazione, è possibile impiegare un rivelatore della potenza di picco, per il controllo del comportamento dello stadio d'uscita: *figura 5*.

Tuttavia, così come il ponte VSWR, anche il rivelatore di picco è suscettibile alle armoniche e ne genera per conto proprio. Peraltro, il rivelatore della potenza di picco è più facile da collegare ai sistemi che controllano la potenza durante le prove per mantenere la dissipazione nei limiti previsti. Anche quest'altro sistema, però, non funziona più correttamente se l'impedenza dell'antenna muta, visto che la potenza di picco indicata dipende anche dalla potenza riflessa.

Il vecchio-buon termostato accoppiato all'aletta, tanto diffuso negli amplificatori audio, può servire anche nel campo RF, per limitare le potenze e le dissipazioni alle temperature elevate.

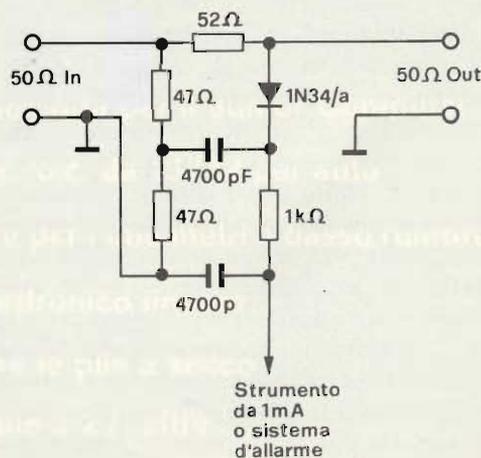



Fig. 3 - Ponte SWR ad un solo diodo.

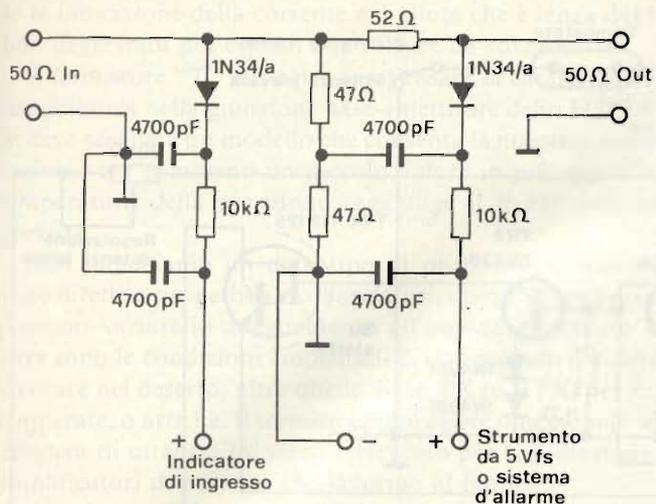



Fig. 4 - Ponte SWR a doppio diodo che indica la potenza diretta ed inversa.

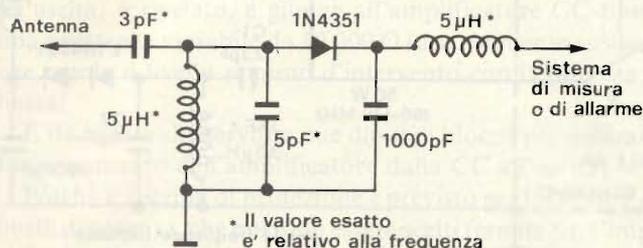



Fig. 5 - Indicatore della potenza di picco.

Purtroppo, si tratta di un componente che ha dei tempi di reazione molto prolungati, ed allora, se è utile quando un apparecchio lavora pressochè normalmente, lo è assai meno nelle emergenze, perchè i transistori hanno tutto il tempo di andare fuori uso tanto che lo "stud" NTC o la pastiglia si scalda (sovente occorrono dei *minuti*, per ottenere una significativa variazione nella resistenza).

Nulla però impedisce di abbinare il termostato ad altri sistemi di protezione come quelli già indicati: il limitatore della corrente, il ponte VSWR che stacca l'alimentazione se il

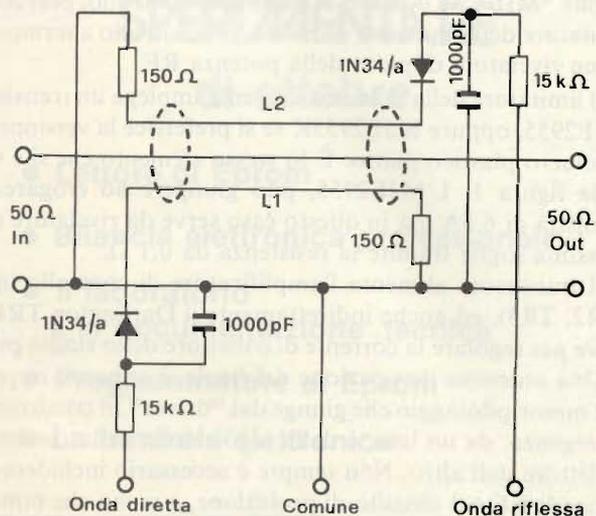



Fig. 6 - Altro indicatore SWR.

punto di lavoro si sposta in una regione pericolosa, ed il rivelatore della potenza di picco, sì da rendere virtualmente indistruttibile il finale; sia a causa di eventi transitori che dai sovraccarichi prolungati, che si manifestano con una lenta quanto "subdola" crescita dei valori principali.

La protezione all'ingresso

Non di rado gli stadi amplificatori che lavorano a potenza intermedia, in un trasmettitore, vanno fuori uso perchè a causa di starature o di vari fenomeni risultano sovrapilotati.

Un sistema moderno per evitare quest'altro minaccioso evento, è collegare un diodo PIN all'ingresso del transistore interessato.

Com'è noto (almeno ai tecnici) il diodo PIN può essere utilizzato in forma di resistenza comandata dalla tensione, almeno alle frequenze elevate. La corrente di controllo è molto bassa, per i diodi moderni, e la resistenza ai segnali RF può mutare da 10.000 Ω, *ad un solo* Ω. La *figura 7* mostra un interessante circuito elettrico, nel quale il diodo PIN è connesso al punto di raccordo centrale di un sistema a "T". Le resistenze in serie che si trovano sul capo caldo del segnale, naturalmente devono essere antinduttive, ma in tal modo aiutano a stabilizzare l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore e riducono la possibilità che intervengano oscillazioni spurie, abbassando il "Q" del circuito d'ingresso. Il PIN,

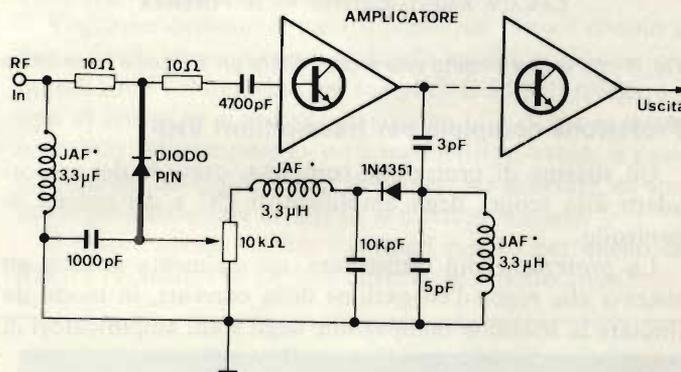



Fig. 7 - Protezione dell'ingresso di uno stadio realizzato con un diodo "PIN".

invece che alla massa, può esser collegato ad un rivelatore di picco, in modo tale da ottenere una protezione d'ingresso totale.

Ci sembra inutile segnalare un tipo di PIN ben determinato, visto che i prodotti delle varie Case americane si equivalgono, piuttosto, corre l'obbligo di dire che per il funzionamento a frequenze elevate, si devono scegliere quei modelli che hanno la minor vita possibile per i portatori di carica minoritaria.

La corrente CC di controllo deve essere mantenuta a livelli abbastanza limitati per non incorrere in un fenomeno di rettificazione secondaria, che causerebbe gravi instabilità e variazioni nei parametri. Il controllo ottenuto tramite PIN, soddisfa due scopi:

a) Mantiene nei valori previsti il guadagno di uno stadio.
b) Permette allo stadio di lavorare in una condizione saturata, nei parametri pronosticati, con una migliore efficienza ed una ottima stabilità.

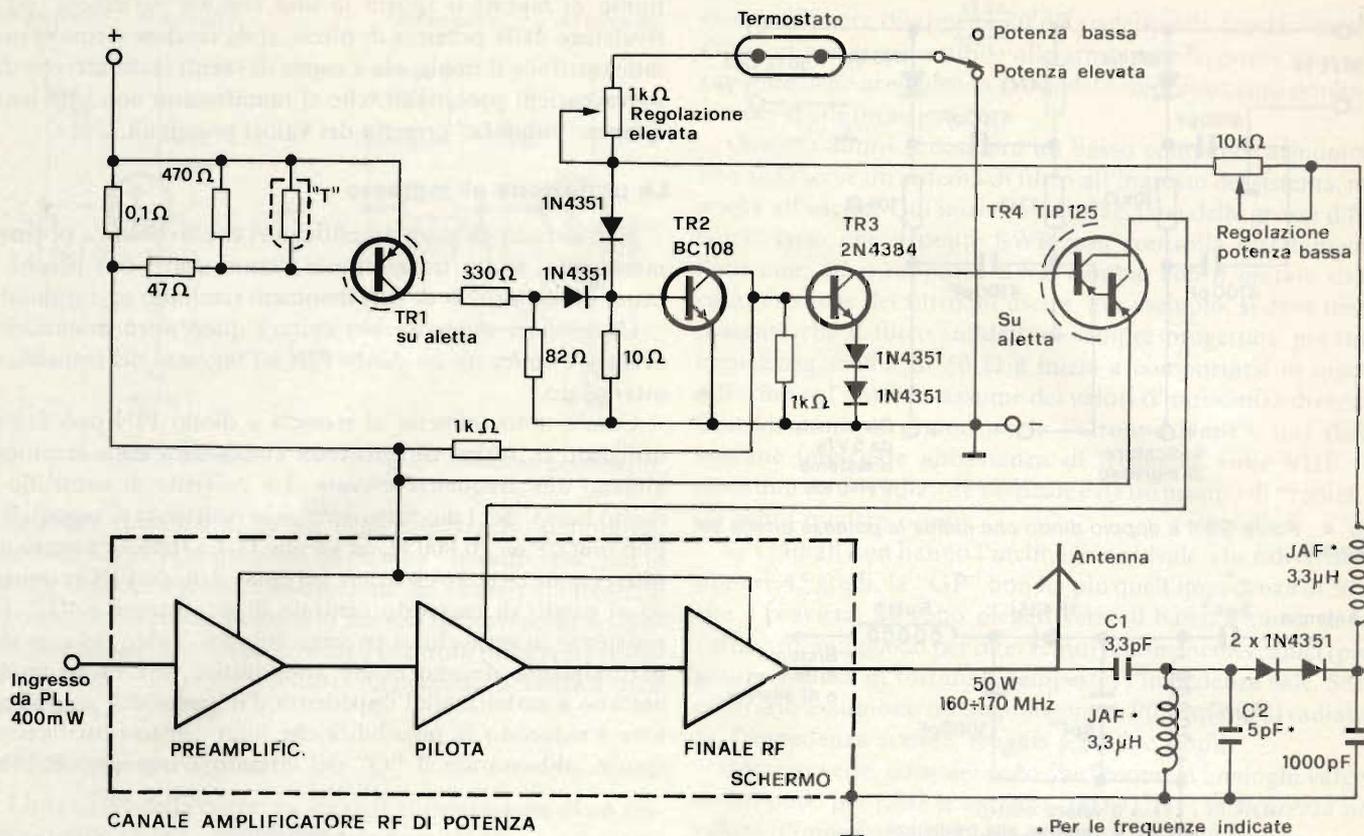



Fig. 8 - Semplice circuito atto a controllare un semplice trasmettitore VHF da 50W di potenza.

Protezione completa per trasmettitori VHF

Un sistema di protezione completa, prevede dei sensori adatti allo scopo, degli amplificatori CC e dei sistemi di controllo.

La protezione più elementare, normalmente utilizza un sistema che regoli l'erogazione della corrente, in modo da limitare la massima dissipazione degli stadi amplificatori di potenza, anche nelle condizioni più avverse.

Volendo, la protezione può essere ristretta al solo amplificatore finale, regolando l'intensità che circola nel collettore relativo, invece che nell'intero canale. Il miglior sistema può essere studiato caso per caso, valutando il pilotaggio RF e gli altri parametri generali.

In genere dicendo si può utilizzare un transistore regolatore - serie collegato tra l'alimentazione generale e quella dello stadio pilota o finale o tutt'e due. In tal modo si possono effettuare tutte le modifiche sperimentali che si vogliono, pur senza incorrere in situazioni pericolose. Il regolatore può ben essere un Darligton di potenza, visto che si tratta di un elemento piccolo, economico, facile da raffreddare e che *naturalmente* offre un guadagno molto elevato; in sostanza, in tal modo si semplifica la realizzazione dell'amplificatore in CC. Se si richiede un controllo ancor più preciso, e totale, è possibile utilizzare in aggiunta un ponte WSVR o un rivelatore di picco applicati all'uscita dell'amplificatore.

Se il canale RF da sottoporre a controllo ha un complesso di parametri critici, è possibile introdurre nel circuito di limitazione un interruttore secondario allo stato solido dall'elevata sensibilità, oltre ad un termostato o termistore che desresca la potenza RF, raggiunta una determinata temperatura-limite.

La tecnica detta, è diffusamente impiegata nei sistemi militari, ed in particolare in quelli aereospaziali, laddove si richiede la massima protezione, ed eventualmente lo spegnimento completo dell'apparecchio se le condizioni d'impiego oltrepassano il limite ultimo di sicurezza.

Nella *figura 8*, si osserva un semplice circuito che controlla un trasmettitore VHF da 50W di potenza RF, del genere indicato. Non si usano elementi particolarmente sofisticati, ma al contrario dei transistori e dei diodi dall'impiego usuale, che per la massima affidabilità possono essere richiesti a norme "MIL", se occorre. Il sistema di controllo, prevede un limitatore della massima corrente, un controllo a termostato ed un rivelatore di picco della potenza RF.

Il limitatore della massima corrente impiega un transistore MJE2955; oppure MJE2955K se si preferisce la versione con involucro plastico piatto. È lo stesso elemento che si è visto nella figura 1. L'MJE2955, può giungere ad erogare una intensità di 6,5A ma in questo caso serve da rivelatore della massima soglia tramite la resistenza da 0,1 Ω.

Il transistore alimenta l'amplificatore di controllo in CC (TR2, TR3), ed anche indirettamente il Darlington TR4 che serve per regolare la corrente di collettore dello stadio pilota.

Una eccessiva dissipazione del finale, è appunto impedita dal minor pilotaggio che giunge dal "driver" in condizioni di emergenza, da un lato, e dalla regolazione della corrente di collettore dall'altro. Non sempre è necessario includere tutti gli stadi RF nel circuito di protezione, a meno che non lo si faccia per semplificare il cablaggio. Per esempio, nel circuito riportato, il "pre-driver" non è protetto; si prevede unicamen-

te la limitazione della corrente nel pilota che è senza dubbio uno degli stadi più esposti alle rotture da sovraccarico.

Il termistore "T" serve per compensare la caratteristica di temperatura nella giunzione base-emettitore dello MJE2955. Si deve scegliere un modello che consenta la massima alimentazione, ma nemmeno un piccolo valore in più, quando la temperatura della giunzione raggiunge il livello superiore previsto.

Non indichiamo un dato tipo di proposito; queste note sono dirette a progettisti e collaudatori, quindi i valori precisi possono variare in adeguamento all'impiego. È chiaro che altre sono le condizioni ambientali di un apparato che debba lavorare nel deserto, altre quelle di un TX (o RTX) per zone temperate, o artiche. Il termistore può essere omesso solo se si desidera di ottenere un secco intervento per la protezione di amplificatori di potenza che lavorino al limite.

Il rivelatore della potenza di picco, opera tramite un divisore capacitivo (C1 - C2) e l'impedenza JAF che funge da chiusura verso la massa per le correnti CC. Il valore presente all'uscita, è rivelato, e giunge all'amplificatore CC tramite una resistenza variabile da 10.000 Ω (un trimmer in sostanza) che regola il livello minimo d'intervento con la potenza più bassa.

È da notare che servono due diodi di blocco per separare il funzionamento dell'amplificatore dalla CC all'uscita.

Poichè il sistema di protezione è previsto per lavorare a due livelli di potenza, che possono essere scelti tramite S1, s'impiega anche il trimmer da 1.000 Ω che regola il limite massimo assoluto. Se per qualche ragione il termostato applicato sul radiatore generale si apre, immediatamente, la potenza del finale è ridotta dal massimo al minimo, come dire dalla gamma di potenza 35-50W, normale, a quella di 1-10W di emergenza, pur se non vi è nulla di manuale da operare.

Il funzionamento analogo può essere ottenuto impiegando un ponte VSWR che piloti l'amplificatore CC.
È da notare, che anche nel caso peggiore, durante una elaborazione sperimentale, le oscillazioni parassitarie non possono provocare un danno, perchè queste danno luogo ad una dissipazione molto forte, la dissipazione ha come risultato di abbassare la tensione di collettore, e con una tensione di collettore diminuita in genere le oscillazioni parassitarie cessano.

I trimmer potenziometrici servono per compensare le tolleranze dei vari componenti in gioco, che ad esempio, nel caso dei transistori di potenza RF, possono essere notevoli.

Nota conclusiva

Per gli apparecchi militari ed aerospaziali, la protezione completa è richiesta spesso gia dalle specifiche emesse dai diversi ministeri, e non è insolito che si richieda un amplificatore finale teoricamente progettato per un carico da 50 Ω alla piena potenza che continui a lavorare, anche con potenza ridotta su di una qualunque antenna, anche formata da uno spezzone di filo, senza danni e senza oscillazioni spurie.

Ciò può essere ottenuto con il circuito visto, o con le varie elaborazioni possibili che sono moltissime, specie se si considera l'impiego degli amplificatori operazionali. Innumerevoli, diremmo. A parte i sistemi militari-spaziali, è ovvio che qualunque sistema emittente usuale, cioè commerciale possa essere molto migliorato da dei sistemi di protezione come quelli indicati, che garantiscono un funzionamento continuo anche se il rapporto R.O.S. cresce a valori dell'ordine di 4:1, e l'assenza di guasti con un R.O.S. infinito.

Vogliamo comunque puntualizzare un fatto; i circuiti da noi esposti, servono *come guida* alla specifica applicazione, quindi sono volutamente resi semplici. È difficile spiegare un tipo di lavoro se si utilizza un sistema LSI, di per se incomprensibile. D'altronde, in certi trasmettitori usuali si usano proprio dei sistemi LSI, per la protezione generale, ed anzi, tanto per dettagliare ad MPU, o microprocessore.

Il lettore accetti quindi i consigli esposti per quello che sono; i rudimenti di un'arte difficile, ma molto attuale.

application note

Applicazioni del 50395

Il 50395 della Mostek è stato progettato, dopo un'accurata analisi delle applicazioni dei contatori, in modo da soddisfare la maggior parte delle esigenze di conteggio. Come mostrato nello schema a blocchi di figura 1 il sistema comprende un contatore sincrono avanti/indietro a sei decadi e un registro ausiliario il cui contenuto può essere confrontato con quello dei contatori. Il circuito è relativamente insensibile alle variazioni di alimentazione e può interfacciarsi con logica CMOS essendo alimentato con tensione compresa fra 10 e 15 V. La massima velocità di conteggio è di 1 MHz.

Nella descrizione la conversione usata è quella della logica positiva. Vale a dire: il livello logico 1 corrisponde al livello di tensione più alto.

di Filippo Pipitone

Il contatore

Gli impulsi all'ingresso di conteggio (piedino 36) possono avere larghezza minima poichè un monostabile interno, comandato dalla transizione positiva, provvede alla formazione del segnale. Questo viene applicato in modo sincrono alle 6 decadi e se l'ingresso "UP/DOWN" è un "1" logico il contatore viene incrementato; viceversa, con un zero logico.

Se l'ingresso "Clear Counter" viene portato in "1" per più di 2 μs il contatore si azzera, indipendentemente dalla presenza di impulsi di conteggio.

È possibile anche posizionare il contatore su qualsiasi valore desiderato. Ciò avviene sequenzialmente, decade per decade, sotto il controllo del comando "LOAD COUNTER".

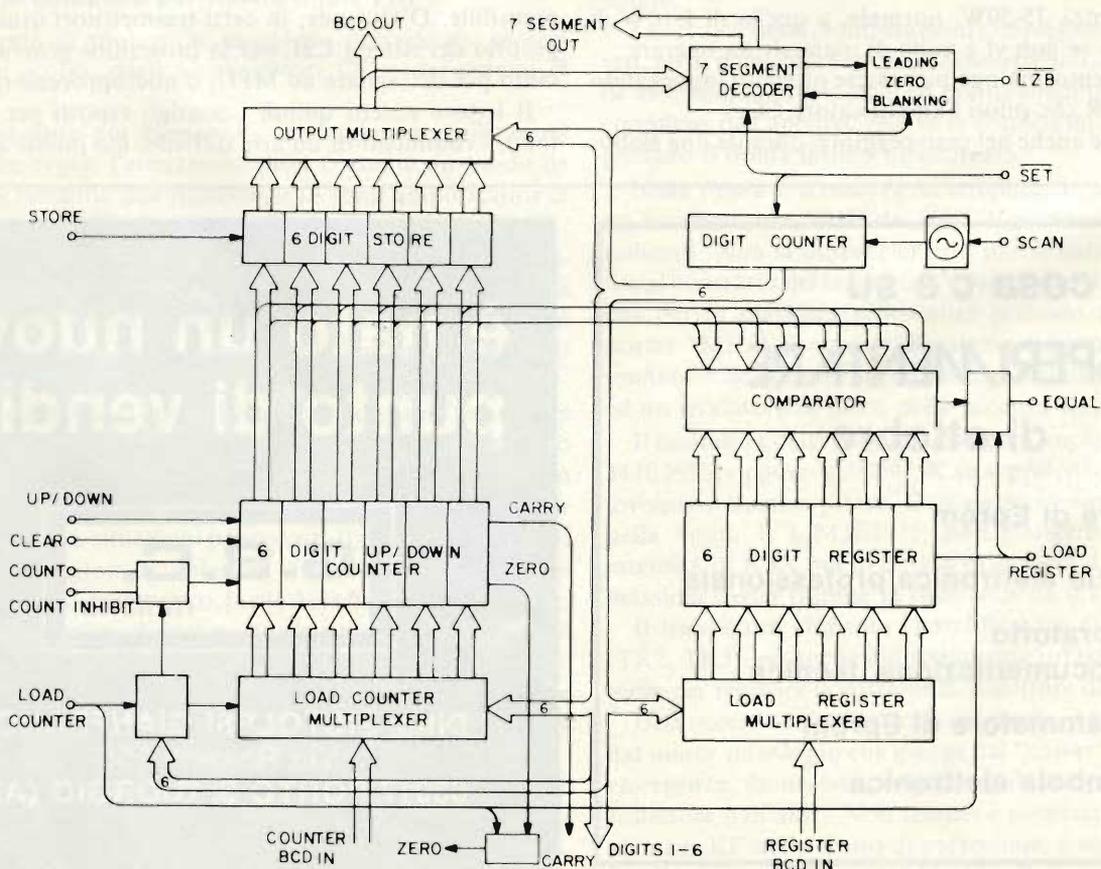



Fig. 1 - Schema funzionale del dispositivo 50395 Mostek.

Quando questo ingresso viene portato in "1", almeno 2 μs prima della transizione positiva del Digit che deve essere caricato, il circuito memorizza il comando e carica i dati BCD durante la transizione negativa del "DIGIT STROBE" (vedi *figura 3*).

È così possibile, se richiesto, caricare ognuno dei sei contatori individualmente. Mentre si carica il contatore, l'ingresso di conteggio è inibito.

La sezione di conteggio ha due uscite di controllo: il riporto dalla decade più significativa e un segnale di zero il quale indica che il contenuto del contatore è zero. Questo segnale è soppresso durante le operazioni di caricamento per evitare di avere delle uscite spurie.

Confronto e registro

Il registro a 6 Digit può essere posizionato su qualsiasi valore portando il segnale "LOAD REGISTER" al livello alto.

La sequenza di posizionamento è esattamente identica a quella descritta per il contatore.

Le uscite del registro sono confrontate con il valore istantaneo del contatore. Il confronto è effettuato in parallelo e non decade per decade. Quando i due valori sono uguali viene dato il segnale di uguale, anche questo segnale viene inibito durante il caricamento per evitare falsi confronti.

Scansione delle cifre e funzioni di uscita

Il contatore di scansione è comandato da un oscillatore interno che può essere controllato esternamente dall'ingresso "SCAN". La frequenza di scansione può essere determinata da un semplice condensatore collegato fra VSS o VDD e questo ingresso.

L'ingresso "SET" è usato per forzare il contatore di cifra nella posizione 6 allo scopo di sincronizzare il contatore.

Le uscite del contatore non vengono multiplexate direttamente, ma vanno ad un buffer controllato dal comando "STORE". Le uscite del Buffer vanno direttamente al multiplex di uscita, così, quando il segnale "STORE" è in "0" si ha in uscita il valore istantaneo contenuto nel contatore, mentre quando va in "1" il valore presente in quell'istante viene memorizzato. Il contenuto del Buffer viene letto Digit per Digit e appare sui piedini "BCD OUT".

I quattro Bit di ciascuna cifra BCD sono codificati simultaneamente in codice 7 segmenti ed appaiono alle uscite "SEGMENTS OUT". Il segnale "SET" inibisce anche queste uscite oltre a posizionare il contatore sul Digit 6. Questo evita il danneggiamento di un visualizzatore di tipo LED quando il segnale "SET" sia prolungato. Portando l'ingresso "LBZ" a "0" gli zeri non significativi non vengono visualizzati.

Interfaccia verso l'esterno

La tensione di alimentazione fra i 10 e i 15 V rende il 50395 particolarmente adatto all'impiego in circuiti con logica CMOS.

A) Uscita ai segmenti: i transistori possono fornire 10 mA dalla VSS. Non c'è pull down interno quando il transistore non conduce.

I transistori sono in grado di pilotare direttamente visualizzatori LED a basso consumo attraverso una resistenza serie.

B) Uscite Digit: su queste uscite è usata una configurazione in push pull in modo da poter comandare sia la logica esterna sia i circuiti di comando dei visualizzatori.

Le uscite BCD, uguale, Zero e riporto sono in PUSH PULL. Nella *tabella 1* sono elencate le caratteristiche di uscita. Gli ingressi "COUNT", "STORE", "UP/DOWN", "COUNT INHIBIT", "CLEAR", "LZB", "LOAD REGISTER" non hanno sorgente di corrente interna e devono perciò essere pilotati da circuiti che forniscono i corretti livelli di "1" e "0" logici. "SET" ha un transistore interno che porta l'ingresso alla VSS quando è lasciato aperto. Perciò il circuito di pilotaggio deve essere in grado di assorbire circa 60 μA quando porta l'ingresso a livello logico "0".

Fig. 2 - Impulsi di conteggio avanti/indietro.

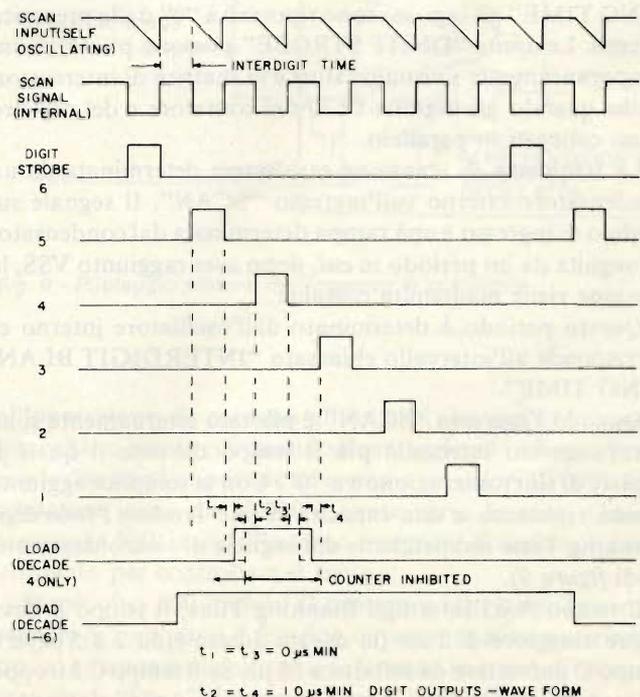



Fig. 3 - Caricamento del contatore e del registro.

Tabella 1 - Caratteristiche di uscita delle 50395		
	VOL	VOH
Uscite ai segmenti (piedini 4-10)		VSS-3V a 10 MA (media su un ciclo digit Strobe)
Uscite cifre (piedini 24-29)	VDD a vuoto VDD + 4V A 0,2 MA	VSS-2V A 3 MA
Uguale, Zero Riporto (piedini 23, 39, 38)	VDD a vuoto VDD + 4V A 0,2 MA	VSS-2V A 1,5 MA

Gli ingressi BCD del contatore e del registro hanno due transistori interni, uno statico e l'altro commutabile usato come circuito di precarica.

L'esempio di *figura 7* può illustrare l'operazione di carica del contatore o del registro.

Vengono impiegati sei interruttori BCD, uno per ogni decade, con le uscite parallelate collegate agli ingressi BCD del contatore (o del registro).

Gli interruttori sono abilitati dalla corrispondente uscita "DIGIT STROBE".

I segnali sulle varie uscite "DIGIT STROBE" sono generati sequenzialmente e intervallati da un tempo chiamato "INTERDIGIT BLANKING TIME" per evitare sovrapposizioni.

Durante questo tempo i transistori di precarica agli ingressi BCD vengono portati al livello logico "o" (VDD). Dopo questo intervallo, l'uscita "DIGIT STROBE" attiva (solo una delle sei) forzerà gli ingressi BCD selezionati dagli interruttori e dalla matrice di diodi al livello logico "1". Questo valore viene caricato nel corrispondente stadio del contatore o registro. Durante il successivo "INTERDIGIT BLANKING TIME" gli ingressi sono riportati a "0" dalla precarica interna. Le uscite "DIGIT STROBE" possono pilotare contemporaneamente i visualizzatori e la matrice di interruttori anche quando gli ingressi BCD del contatore e del registro siano collegati in parallelo.

La frequenza di scansione può essere determinata da un condensatore esterno sull'ingresso "SCAN", Il segnale sul piedino di ingresso è una rampa determinata dal condensatore, seguita da un periodo in cui, dopo aver raggiunto VSS, la tensione viene mantenuta costante.

Questo periodo è determinato dall'oscillatore interno e corrisponde all'intervallo chiamato "INTERDIGIT BLANKING TIME".

Quando l'ingresso "SCAN" è pilotato esternamente si ha ancora questo intervallo più il tempo durante il quale il segnale di sincronizzazione è a "0". Con la semplice aggiunta di una resistenza e una capacità si può rendere l'Interdigit Blanking Time indipendente dal segnale di sincronizzazione (vedi *figura 9*).

Il tempo A è l'Interdigit Blanking Time, il tempo B deve essere maggiore di 2 μs. (la durata adatta è da 2 a 5 μs) e il tempo C può essere da infinito a 30 μs. Se il tempo C è troppo corto il circuito interno resta bloccato e non si possono ottenere le uscite "DIGIT STROBE".

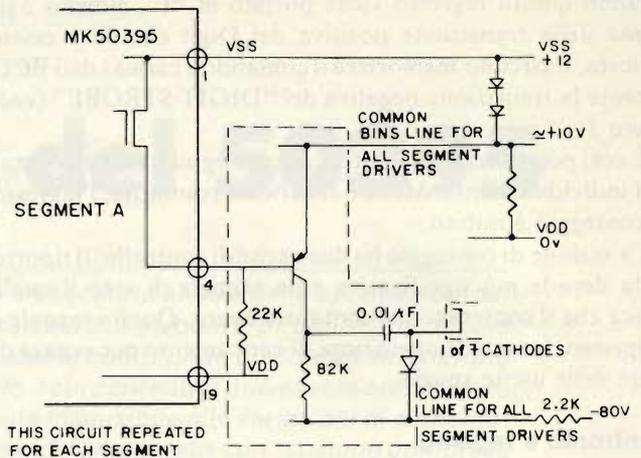



Fig. 4 - Comando dei segmenti.

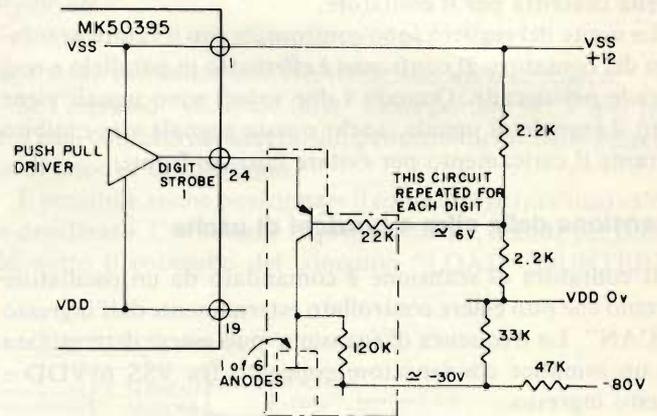



Fig. 5 - Comando delle cifre.

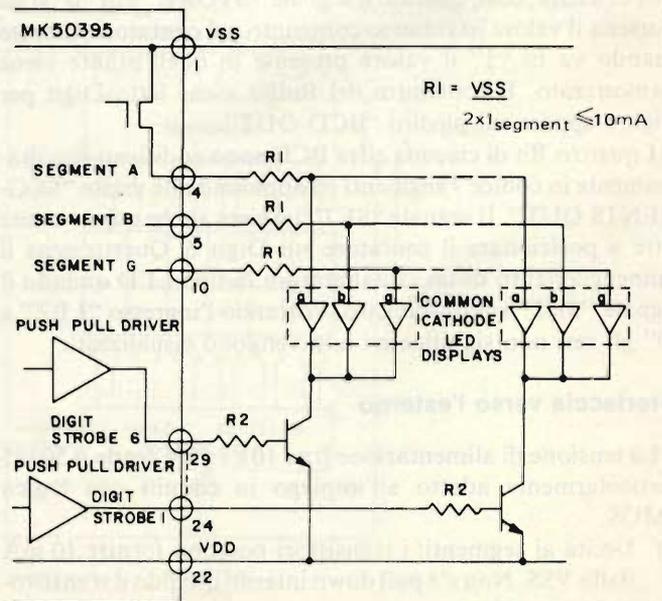



Fig. 6 - Comando diretto di visualizzatori LED.

Fig. 7 - Matrice di interruttori BCD.

Fig. 8 - Frequenza di scansione.

Fig. 9 - Pilotaggio esterno dell'ingresso di scansione.

APPLICAZIONI TIPICHE DEL 50395
Controllo di dosatura

In molte situazioni che richiedono la dosatura di materiali o la misura di grandezze, sia che si tratti di un liquido, di pezzi da contare o delle rivoluzioni di un mandrino, un'operazione a due passi assicura una migliore efficienza.

L'operazione viene iniziata alla massima velocità e successivamente, in corrispondenza di un punto prescelto, rallentata per raggiungere poi il punto di arresto. Applicazioni di questo tipo possono andare dal riempimento di sacchi con cemento al controllo dell'avvolgimento del numero di spire di un trasformatore.

In *figura 10* viene presentato lo schema a blocchi di un tale sistema. Azionando il pulsante di partenza si posiziona il flip-flop in "1".

Questo è comandato dal "Digit Strobe" 6 così da generare un segnale sincrono di lunghezza non inferiore a un ciclo di scansione completo. Questo segnale è usato per caricare il contatore e il registro in parallelo. La durata del segnale di caricamento non ha importanza purchè sia almeno pari a un ciclo di scansione e commuti in modo sincrono con il segnale di scansione. I due valori che rappresentano la qualità totale e la qualità in corrispondenza della quale l'operazione deve essere rallentata sono impostate sui commutatori di ingresso e caricate all'inizio di ciascun ciclo. Quando il caricamento è avvenuto viene generato un segnale di "Start" per dare inizio all'operazione. Si contano gli impulsi che rappresentano la quantità misurata effettuando il conteggio all'indietro. Perciò con le due unità impostate ad esempio sui valori 10.000 e 500 il contatore inizia da 10.000 e conta verso lo zero. Quando raggiunge 500, invia all'esterno il segnale di uguale che verrà utilizzato per controllare il freno.

Dopo altri 500 impulsi il contatore raggiunge lo zero. Il segnale di zero porta il flip-flop di partenza nella posizione di riposo e l'apparecchiatura viene fermata in attesa di un nuovo segnale di "Start". In questo tipo di applicazione, le uscite ai visualizzatori normalmente non vengono usate.

Rivelazione di maggiore o minore

La presenza sul circuito di un'uscita di UGUALE facilita la generazione di segnali di maggiore o minore. Quando il contatore ha lo stesso valore del registro, la generazione del segnale di maggiore o minore dipende dalla direzione di conteggio.

La condizione di uguale associata con conteggio avanti dà "maggiore", mentre se il conteggio è indietro si ha la condizione di "minore". Il segnale di UGUALE è inviato, dopo l'AND con i segnali AVANTI E INDIETRO, all'ingresso D di due flip-flop comandati dagli impulsi di conteggio. Quando si raggiunge l'uguale i due flip-flop sono azzerati, ma l'impulso successivo posizionerà l'uno e l'altro flip-flop generando così il segnale richiesto.

Stop automatico

L'ingresso "Count Inhibit" può essere usato per fermare automaticamente il contatore quando le uscite di UGUALE o ZERO vengono collegate direttamente a questo ingresso. Non appena l'uscita di uguale va in "1" (ad esempio se è collegata direttamente all'ingresso "Count Inhibit"), il conteggio viene bloccato e poichè non vengono accettati altri impulsi di conteggio il segnale di uguale resta e l'azione non può proseguire. L'azione di conteggio può essere ripristinata attraverso le operazioni di "CLEAR", "LOAD REGISTER" o "LOAD COUNTER".

Altre applicazioni

Le seguenti applicazioni sono state ricavate da un concorso indetto dalla Mostek. Rappresentano una scelta fra i possibili impieghi dell'MK 50395 e sono intesi come guida all'applicazione del circuito di conteggio.

La scelta del tipo di visualizzatore è lasciata all'utente in modo da adattarla alla sua particolare applicazione.

In qualsiasi tipo di applicazione bisognerà tener conto delle caratteristiche di alimentazione, filtraggio, e disaccoppiamento. Il 50395 è stato comunque progettato in modo da ridurre al minimo le restrizioni riguardanti l'alimentazione.

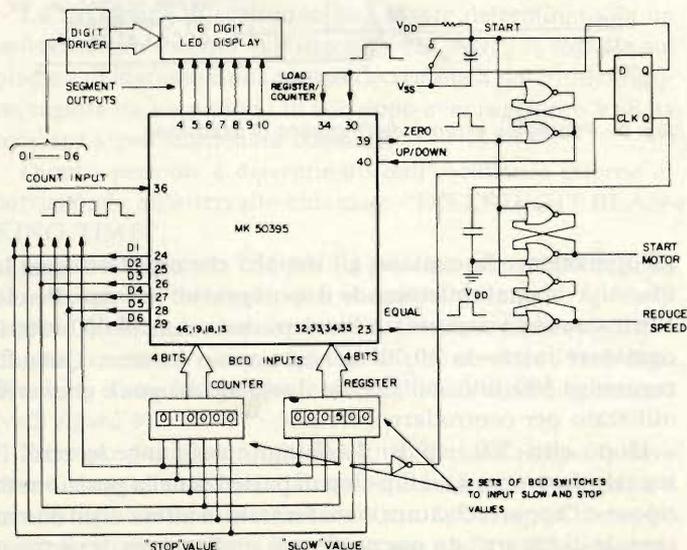



Fig. 10 - Controllo di dosatura.

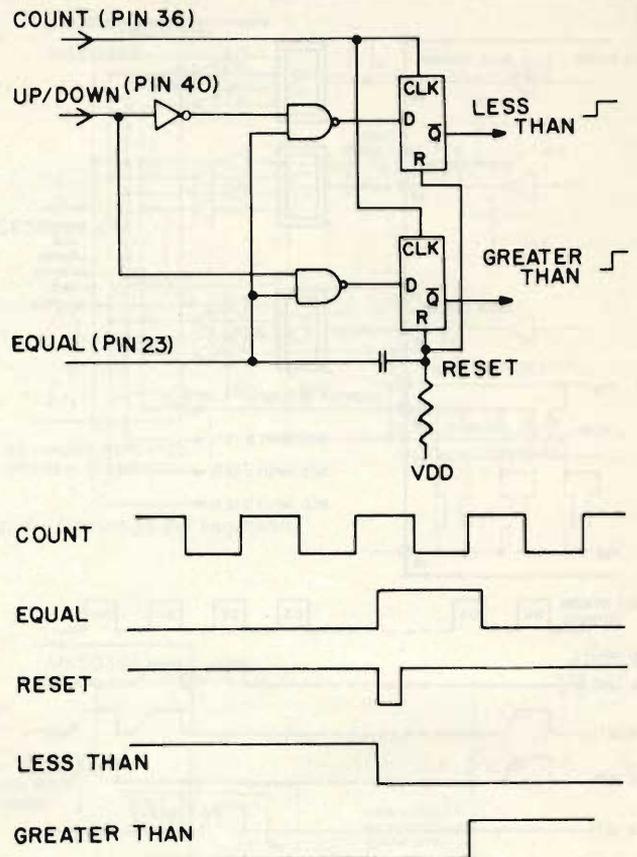



Fig. 11 - Funzione "maggiore-minore".

Contatore di frequenza a 100 MHz

In molte applicazioni di conteggio i problemi associati con la divisione di frequenza portano ad una perdita di risoluzione o a tempi di campionamento più lunghi. In questa applicazione il 50395 con alcuni circuiti esterni permette di contare a 100 MHz con un tempo di campionamento di 1 Hz.

Il 50395 conta la frequenza in ingresso dopo una divisione per 100 effettuata da un SN74S196 ed un SN74196. Il tempo di campionamento è ottenuto da un quarzo a 1 MHz impiegando il circuito divisore MK 5009 nella configurazione 10^6, seguito da un divisore per 2 che dà in uscita un segnale a livello logico "1" della durata di un secondo. Questo è applicato all'ingresso "Count/load" dell' SN74S196 e SN74196. I dati di decine di Hz e unità sono trattenuti in questi contatori per essere in seguito visualizzati.

Il massimo conteggio che si può visualizzare è di 99,9999 MHz poichè il circuito MK 50395, al conteggio successivo darà 6 zeri e il riporto.

Al termine del tempo di campionamento di 1 secondo i dati di conteggio vengono inviati ai visualizzatori. Viene generato poi un segnale di "Clear" per preparare il circuito per il prossimo ciclo. Se il commutatore MHz-Hz è sulla posizione MHz, l'ingresso "Load Counter" è disabilitato.

Con il commutatore sulla posizione Hz viene abilitato il primo 1/2 SN7474 il quale viene comandato sull'ingresso di Clock al termine di ogni impulso che azzera il 50395. Anche il secondo SN7474 cambia stato abilitando così l' SN74151 che controlla l'ingresso "Load Counter" del 50395, ed il ciclo Hz può iniziare.

Fig. 12 Contatore di frequenza a 100 MHz.

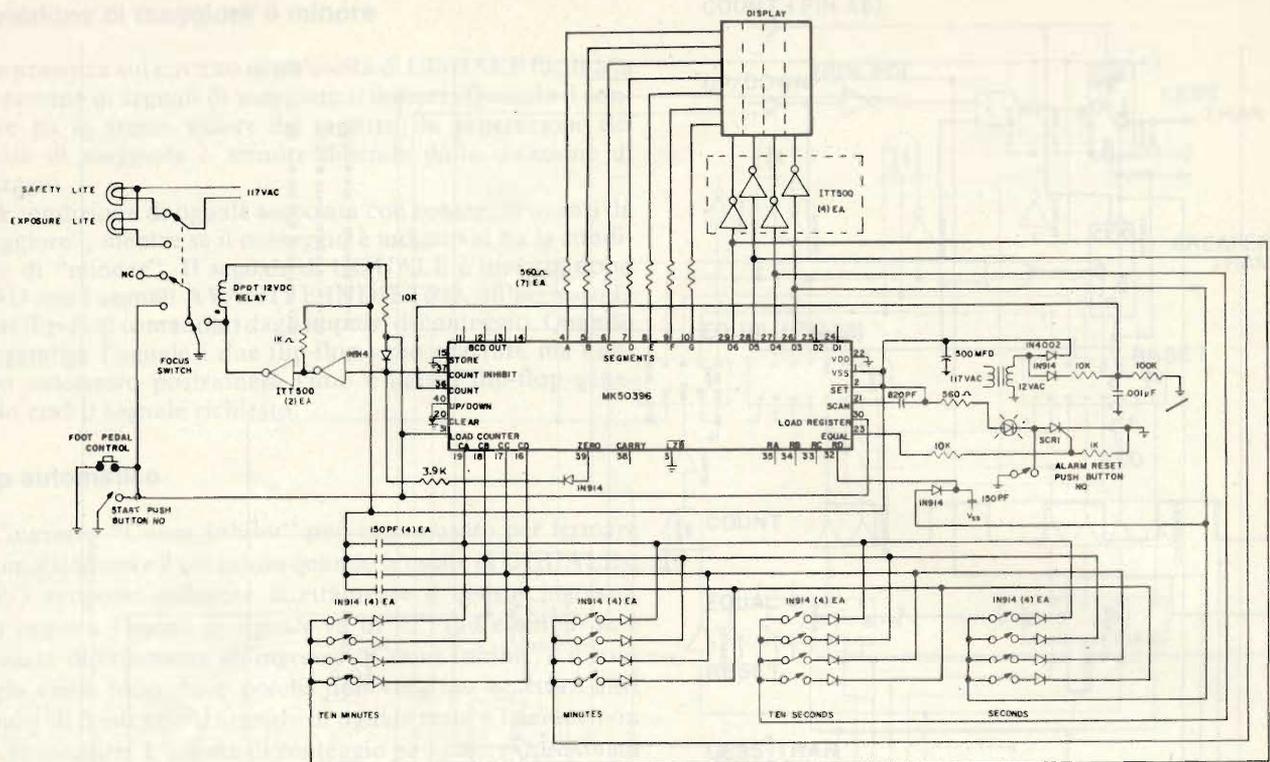



Fig. 13 - Temporizzatore per camera oscura.

Al termine di ogni impulso di azzeramento del 50395, l'ingresso SET è portato a "0" per sincronizzare il 50395 con il resto dei circuiti. I dati dei digit 4 vengono caricati nel digit 6 del contatore BCD. I dati del digit 4 erano stati immagazzinati nell' SN 7475 durante il digit 4 precedente.

Il circuito SN7490 viene fatto avanzare di uno stato in corrispondenza del tempo di digit 6 all'inizio della sequenza.

— *memorizza i dati del digit 4, caricali nel digit 6 del contatore*
— *memorizza i dati del digit 3, caricali nel digit 5 del contatore*
— *memorizza i dati dei digit 2, caricali nel digit 4 del contatore*
— *memorizza i dati del digit 1, caricali nel digit 3 del contatore*

A questo punto l'uscita dell' SN7490 viene decodificata per selezionare, attraverso l'SN74153, prima i dati del digit 2 e poi i dati del digit 1 che erano stati memorizzati nei due circuiti SN74196 e SN74S196 alla fine del tempo di campionamento. Così la sequenza continua in questo modo:

— *memorizza i dati del digit 2, caricali nel digit 2 del contatore*
— *memorizza i dati del digit 1, caricali nel digit 1 del contatore*

All'inizio degli otto conteggi dell'SN7490 viene inviato all'ingresso "Store" dell'MK50395 un impulso per visualizzare i dati "shiftati". Viene applicato poi un impulso di clear per preparare il 50395 per un nuovo ciclo.

La divisione per 2 effettuata dal primo 1/2 SN7474 fa in modo che il secondo impulso di "clear" non abbia conseguenze sul contatore. Vengono azzerati i circuiti SN74S196 e SN74196 e viene attivato il secondo 1/2 SN7474 che disabilitata il 74151.

Il circuito SN7490 è azzerato.

L'amplificatore a larga banda µA 733 è stato impiegato per aumentare la sensibilità in ingresso.

Le altre funzioni circuitali si possono ricavare con l'aiuto dello schema di *figura 12* e dei diagrammi di temporizzazione.

Temporizzatore per camera oscura

Si tratta di un temporizzatore che può essere predisposto per un tempo a piacere fino a 99 minuti e 59 secondi.

Il tempo viene impostato sui commutatori BCD.

Premendo il pulsante di avvio il tempo indicato sui commutatori viene caricato nel contatore. Il diodo CR1 carica il registro in modo da avere un segnale di preavviso (8 secondi nello schema di *figura 13*) prima del termine dell'intervallo di tempo impostato così che l'operatore sia avvertito che l'intervallo di tempo sta per terminare. Nel circuito di *figura 13* vengono usate due resistenze per abbassare la tensione di rete in modo tale che il picco positivo non superi il valore di VSS, altrimenti il circuito potrebbe essere danneggiato. L'ingresso di conteggio è pilotato dalla frequenza di rete. I visualizzatori presentano il tempo rimanente poichè il contatore in questo circuito conta all'indietro.

Se viene impostato, un tempo errato, come ad esempio 75 secondi, sulla cifra contenente il numero errato appare una "E". In questo caso, se il tempo impostato non viene corretto, dopo i primi conteggi all'indietro la E viene eliminata, ma il tempo contato non sarà ovviamente corretto.

Sequenza degli eventi

Supponiamo che sia stato impostato un tempo di 1 minuto e 45 secondi.

1) Premendo il pulsante di avvio si carica questo tempo nel contatore. Il registro è caricato con il tempo di preavviso di 8 secondi.
   Viene attivato il relè che permette di iniziare il conteggio all'indietro e che spegne la luce di riposo accendendo invece la luce di esposizione.
2) Quando mancano 8 secondi al termine del tempo di esposizione l'uscita di uguale va momentaneamente a VSS innescando SCR 1 che accende il LED usato per indicare che il tempo impostato è quasi alla fine.
3) Quando il contatore è a zero, l'uscita di zero ferma il conteggio e attraverso gli amplificatori A1 e A2 diseccita il relè spegnendo così la luce di esposizione.
4) SCR 1 viene disinnescato con il pulsante di "Reset".

Indicatore digitale di sintonia

In questa applicazione (*figura 14*) il circuito MK 50395 viene usato per contare ed indicare le frequenze nella banda FM. La frequenza di misura viene portata a livello logico TTL e divisa per 100 dai circuiti SN74S112, SN74S196 e SN7490. Il transistore Q1 porta poi il segnale al livello logico MOS.

La base dei tempi a 500 Hz è prodotta dall'oscillatore CMOS a R.C. ad 1 kHz con successiva divisione per 2. Al termine del tempo di campionamento si mandano i dati ai visualizzatori per mezzo del segnale sull'ingresso "Store". Allo stesso tempo il CD4013 permette il caricamento dei dati nel contatore.

La disposizione dei diodi che determinano il valore da caricare nel contatore dipende dalla frequenza dell'oscillatore e dal tipo di ricevitore.

In un ricevitore FM dove la frequenza dell'oscillatore locale sia al di sopra di quella ricevuta (battimento alto), la sintonia su 88,7 MHz corrisponde ad una frequenza dell'oscillatore locale di 99,4 MHz. Per compensare la differenza di 10,7 MHz il contatore dovrà essere caricato a 999,893 (000000 meno 107). Questa operazione, in pratica, sottrae i 10,7 MHz permettendo quindi di avere sui visualizzatori la corretta frequenza di sintonia.

Dopo ogni tempo di campionamento il 50395 viene ricaricato e preparato per il prossimo ciclo di conteggio. Per ricevitori in cui l'oscillatore locale abbia un battimento basso, il dato da caricare dovrà essere 107 (000000 più 107). In questo modo vengono aggiunti 10,7 MHz alla frequenza misurata.

Impulsatore

Questo circuito visibile in *figura 15* è stato progettato per abilitare un numero a piacere di impulsi usando il minor numero possibile di componenti esterni. Il numero di impulsi da abilitare è impostato sui commutatori BCD e caricato nel registro con il pulsante "Load". Quando il contatore raggiunge questo numero, l'uscita di uguale va in "1" e la sequenza di impulsi viene interrotta.

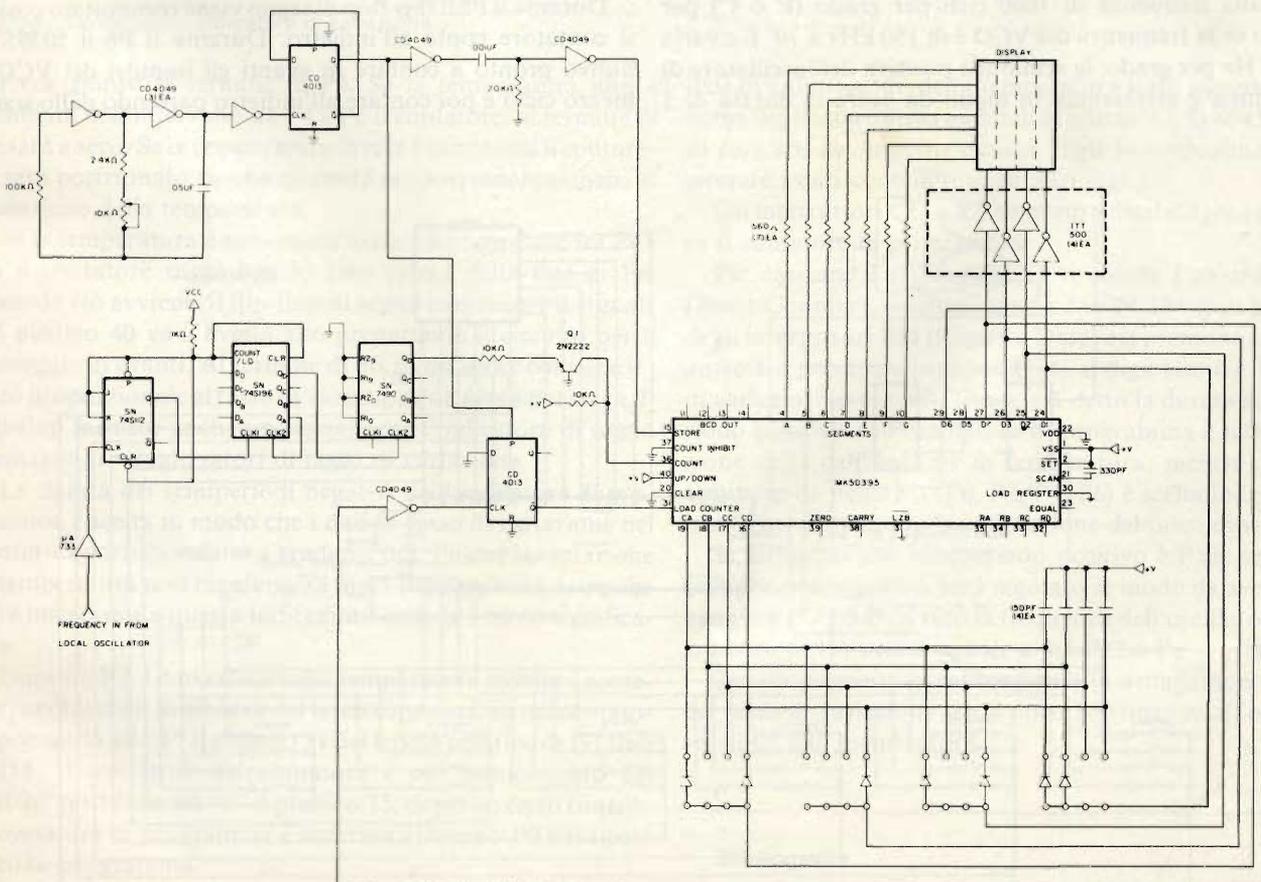



Fig. 14 - Indicatore digitale di sintonia.

Per controllare frequenze al di sopra dei 500 kHz è opportuno usare un divisore prima dell'ingresso di conteggio del 50395, compensando la divisione con il valore caricato nel registro BCD. Gli impulsi di ingresso e di uscita devono essere compatibili CMOS. In caso contrario si dovranno usare degli adattatori di livello.

Misura della variazione di temperatura

Il 50395 (*figura 16*) visualizza il risultato di un programma di otto periodi (da P0 a P7) sotto il controllo di un contatore di programma (CD 4022) pilotato da un oscillatore con controlli indipendenti per la frequenza e il rapporto impulso pausa.

L'uscita dell'oscillatore è differenziata per fornire impulsi di clock ogni mezzo ciclo di oscillazione al contatore di programma. Le otto uscite del CD4022 servono per temporizzare gli otto periodi da P0 a P7. La temperatura è convertita in frequenza tramite un oscillatore controllato in tensione (VCO) ed un termistore. L'oscillatore, dopo la calibrazione iniziale, deve essere stabile in modo da garantire una certa precisione nell'indicazione delle variazioni di temperatura. Il segnale corrispondente al tempo P0 provvede all'azzeramento del contatore del 50395. Durante P1 il contatore è incrementato dagli impulsi forniti dall'oscillatore sensibile alla temperatura. Quando il contenuto del contatore è uguale a quello del registro il contatore stesso viene azzerato e ricomincia a contare fino al termine di P1. La lunghezza dei semiperiodi positivi del contatore di programma (durata P1, P3, P5 e P7) è selezionata in modo tale che durante P1 il numero di cicli del VCO (che vengono contati) cambi al variare della temperatura alla frequenza di 1000 cicli per grado (F o C) per esempio se la frequenza del VCO è di 150 kHz a 70° F e varia di 1000 Hz per grado; la semionda positiva dell'oscillatore di programma è selezionata in modo da avere la durata di 1 secondo per variare il conteggio del 50395 di 1000 conteggi per grado.

Il registro viene caricato in modo da eseguire la giusta calibrazione di temperatura.

Nell'esempio descritto, il registro è precaricato con la quantità 80.000. Questo per fare in modo che il contatore, al termine di P1, contenga 70.000 (150.000 impulsi totali - 80.000), indicando così una temperatura di 70° F.

La visualizzazione è fatta solo sulle tre cifre più significative del contatore e la grandezza indicata è la temperatura in gradi; 70, 71 ecc. Lo zero non significativo è soppresso.

Le tre cifre più significative del contatore (3 cifre di sinistra) sono memorizzate nel "Latch" del 50395 durante P2, ma non prima di aver caricato le 3 cifre di sinistra del contatore con il valore contenuto nelle tre cifre meno significative del "latch" stessto.

Questo avviene portando il piedino 31 (Load Counter) ad "1" dal termine dei digit 4 al digit 1 e poi portando il piedino 15 (Store) a 0 dopo il fronte positivo di D3, D2 e D1 con un certo ritardo.

I quattro piedini di uscita BCD, 11 ÷ 14, sono collegati direttamente con i quattro ingressi del contatore (16 ÷ 19). In questo modo, le tre cifre di destra sono mantenute nel latch e le tre cifre di sinistra sono posizionate sulla temperatura effettiva. Le tre cifre di destra, contengono il tasso di variazione momentaneo della temperatura, calcolato in periodi successivi del programma. Durante il P3 il contenuto del 50395 è azzerato e nel periodo P4 è di nuovo pronto a contare gli impulsi provenienti dal VCO per un intero periodo durante il quale il contenuto del registro viene ignorato.

Durante il P5 il flip-flop di segno viene commutato cosicchè il contatore conta all'indietro. Durante il P6 il 50395 è di nuovo pronto a contare in avanti gli impulsi del VCO per mezzo ciclo e poi contare all'indietro partendo dallo stato in

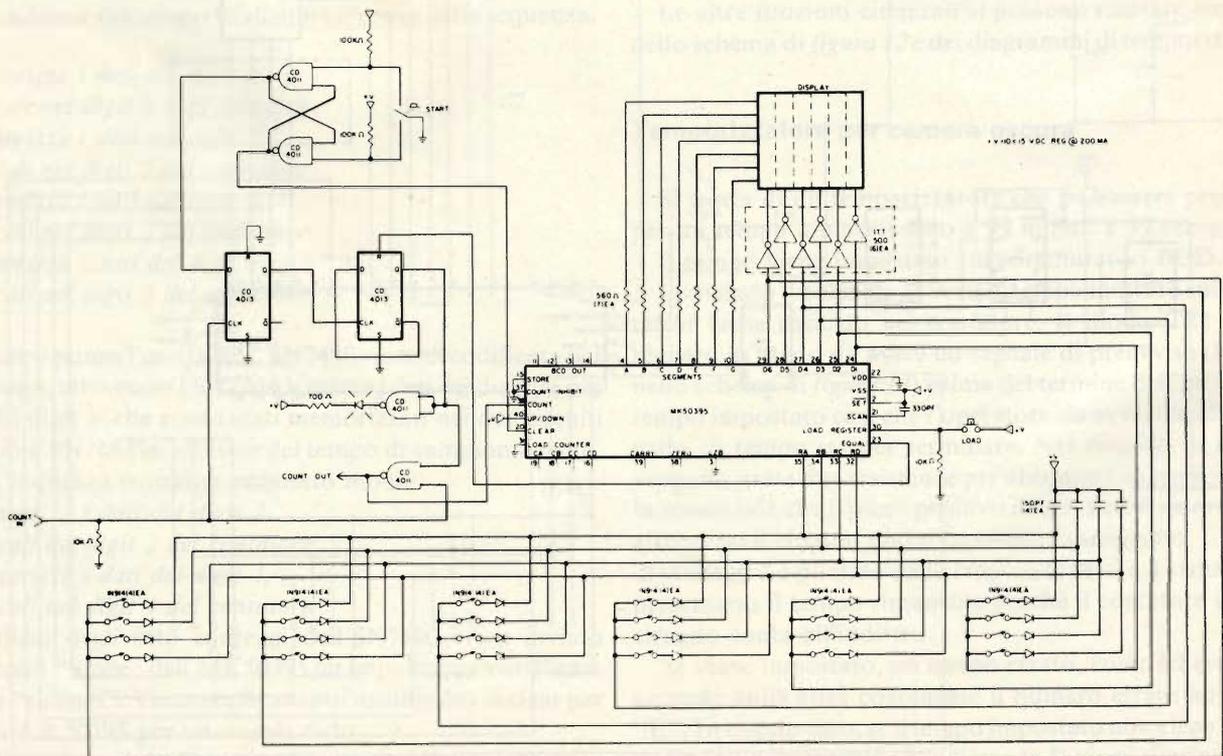



Fig. 15 - Circuito "Pulser".

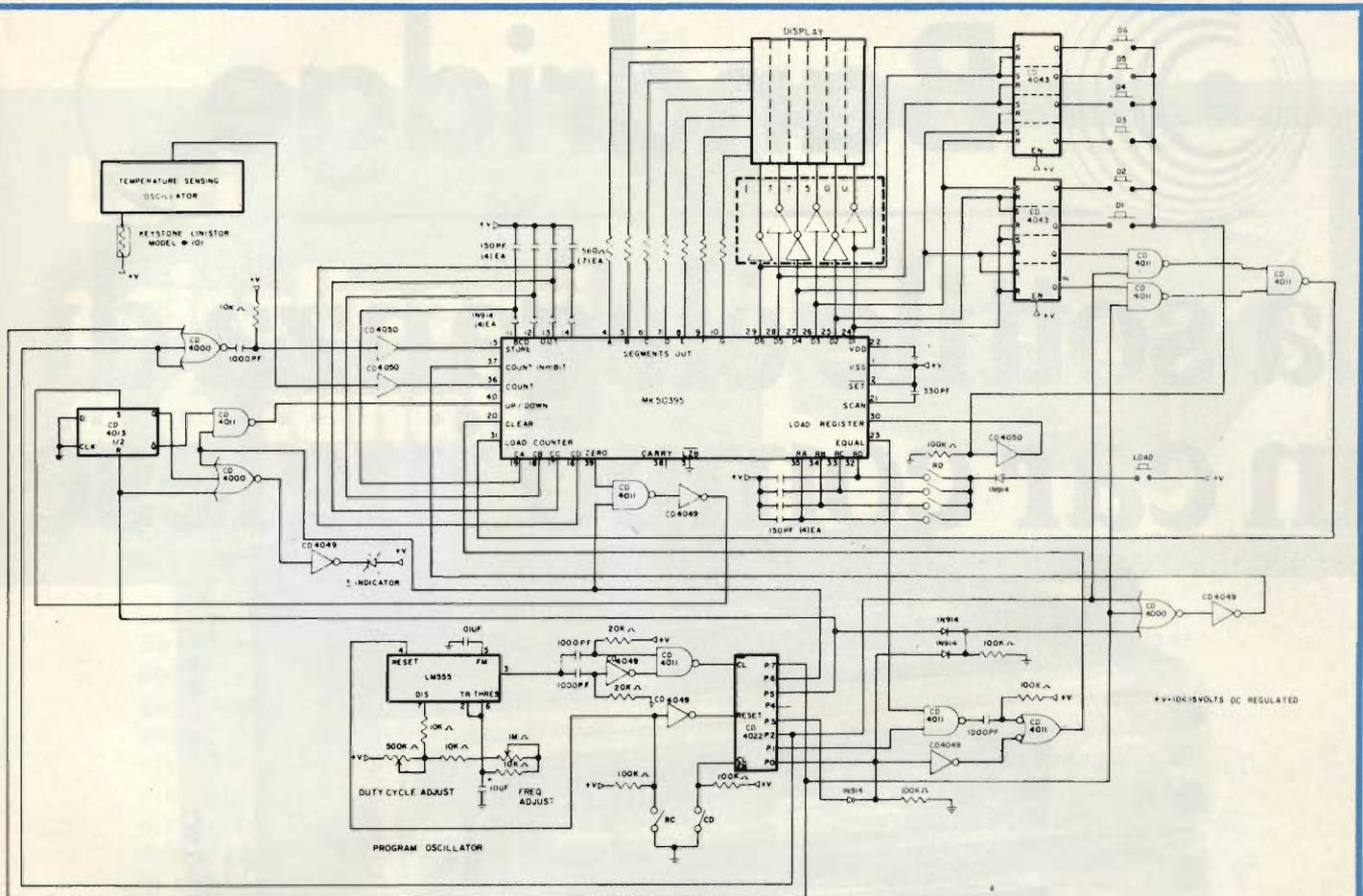



Fig. 16 - Termometro indicatore di variazione.

cui era giunto al termine di P4. Se la temperatura non è cambiata nell'intervallo da P4 a P6 il contatore, al termine di P6 sarà a zero. Se la temperatura invece è diminuita il contatore sarà posizionato su una quantità proporzionale al tasso di variazione della temperatura.

Se la temperatura è aumentata nel tempo compreso fra P4 e P6 il contatore raggiunge lo zero prima della fine di P6. Quando ciò avviene, il flip-flop di segno commuta e il segnale sul piedino 40 va a livello alto preparando il circuito per il conteggio in avanti. Al termine di P6, il contatore contiene un dato proporzionale al tasso di variazione della temperatura. Il flip-flop fornisce anche un segnale per l'indicatore di segno associato ai visualizzatori di tasso di variazione.

La durata dei semiperiodi negativi dell'oscillatore di programma è scelta in modo che i dati di tasso di variazione nel contatore corrispondano a gradi per ora. Poichè la variazione di temperatura non raggiungerà mai i 10000 per ora, le uniche cifre interessate a questa indicazione sono le 3 meno significative.

Durante P7, i dati relativi alla temperatura assoluta contenuti nei tre digit di sinistra del latch sono caricati nel contatore portando ad "1" il piedino 31 dal fronte positivo di D1 fino a D4. Il contatore del contatore è poi memorizzato nel "latch" portando ad "1" il piedino 15, dopo un certo ritardo. Il contatore di programma è azzerato al tempo P0 e si ripete l'intero programma.

La visualizzazione della temperatura e del tasso di variazione è continua e il segno negativo è spento durante P5 e P6. I dati di calibrazione della temperatura sono introdotti attraverso degli interruttori manuali e il circuito CD 4043 permette di caricare nel registro ciascun digit individualmente senza alterare i dati contenuti negli altri digit.

Gli interruttori CD e RC servono a disabilitare e ad azzerare il contatore di programma.

Per caricare il registro BCD si chiude l'interruttore RC (Reset Counter), si selezionano i dati BCD voluti per mezzo degli interruttori RD (Register Data) e si premono simultaneamente il pulsante corrispondente al digit scelto e il pulsante di caricamento (Load). Come già detto la durata del semiperiodo positivo dell'oscillatore di programma è scelta in funzione della calibrazione in temperatura, mentre quella del semiperiodo negativo (P0, P2, P4, P6) è scelta indipendentemente per permettere la calibrazione del tasso di variazione.

Se la durata del semiperiodo positivo è P (in secondi), il semiperiodo negativo, sarà regolato in modo da avere durata uguale a $P^2/3,6-P$ ovvero la frequenza dell'oscillatore di programma dovrà essere uguale a $3,6-P/3,6\ P$.

Questo permette la calibrazione sia della temperatura, sia del tasso di variazione senza porre restrinzioni all'oscillatore sensibile alla temperatura.

Bibliografia

MOSTEK ITALIA - NOTE DI APPLICAZIONI DEL CIRCUITO INTEGRATO MK-50395.

kit

Luci psicolineari a 6 canali

di Maurizio Calvi

Se si osserva un appassionato di HI-FI che ascolta i suoi brani preferiti, non di rado lo si vedrà fissare le "barre di LED" che segnalano la potenza d'uscita. Ciò proprio perchè questo genere di "V.U. meter" ha un piccolo ma marcato effetto psichedelico che accompagna i brani, con i suoi sprazzi. Proprio da questo rilievo, nasce il progetto dell'apparecchio che descriveremo di seguito. Si tratta di un nuovo tipo di controllo "psicholight" che invece di rispondere alla frequenza dei suoni, è pilotato dalla loro ampiezza. *Colorando diversamente le lampade servite, l'effetto che si ricava è notevole. Non intendiamo discutere se questo genere di psichedelìa sia più valida di quella nota; lasciamo ogni decisione in merito al lettore. Una cosa è certa, che abbinando i sistemi psichedelici tradizionali a questo, si ottiene una straordinaria fantasmagorìa di luci, una sorta d'immagine caleidoscopio........*

Le luci psichedeliche comandate in frequenza, munite di pilotaggio tramite cavo o via "aria-aria" (in quest'ultimo caso di solito s'impiega il termine di luci "psicomicrofoniche"), sono note. Anche le luci "psicorotanti" non costituiscono più una novità, e meno ancora i lampeggiatori ritmici allo Xeno.

Il "filone" però è ben lungi dall'essere estinto, e infatti presentiamo un sistema di controllo nuovo, che tanto per differenziarlo dagli altri, vien detto "psicolineare".

Nuovo? Veramente nuovo? Beh, "nihil novo sub sole" è un motto che vale anche in questo caso. È nuovo l'effetto, non il pensiero di base. Un impianto di luci "psicolineari", in pratica è una specie di "V.U. meter" gigantesco, che in base *all'ampiezza* del segnale illumina una fila di lampade paragonabile alla classica "barra di LED".

La foto mostra l'interno dell'apparecchio a realizzazione ultimata.

Le lampade, saranno però colorate diversamente, al contrario dei LED che possono essere tutti verdi più uno rosso o simili, e specialmente se s'impiegano colori in scala, per esempio giallo-arancio-rosso-porpora-violetto-indaco o analochi, si ottengono degli effetti davvero poderosi, considerando che ogni luce può essere in pratica un faretto da centinaia di W, o più precisamente da 300 W. Il nostro "psicolineare" prevede il controllo di sei faretti, con una potenza complessiva irradiata di 1.800 W, nel picco del segnale audio.

A prima vista, lo schema elettrico (*figura 1*) può sembrare abbastanza complesso, ma se si eliminano mentalmente tutti i Triac, e si sostituiscono dei LED alle lampade incandescenti, si vedrà che il tutto ha una stretta rassomiglianza con i V.U Meter ad elementi discreti che anche noi abbiamo pubblicati, in passato.

Ma vediamo il tutto nei dettagli, per chi non avesse confidenza con circuiterie del genere.

Il segnale sarà prelevato in parallelo ad una cassa acustica dell'impianto di riproduzione, ma i puristi dell'audio non inorridiscano, perchè il primario del trasformatore "D.T." ha un'impedenza grandemente maggiore di quella di una bobina mobile o di un "crossover", quindi la connessione non provoca alcun turbamento. Anche l'impedenza riflessa è elevata perchè il secondario del trasformatore termina sul P1.

Fig. 1 - Schema elettrico dell'UK 736 descritto in questo articolo.

Il condensatore C1 disaccoppia la resistenza interna dell'avvolgimento.

L'audio, regolato dal potenziometro che abbiamo visto, giunge alla base del TR1 che funziona come stadio separatore amplificatore in tensione (non in potenza, visto che si tratta di un "emitter follower"). Il segnale prelevato all'emettitore di questo transistore è suddiviso in sette livelli che differiscono l'un l'altro del valore di caduta diretta di tensione dei diodi D2.....D7 (+ 8). Poichè tali diodi sono del modello 1N4148, la caduta su ciascun diodo sarà all'incirca di 0,8 V, quindi la tensione totale sarà di 4,8 V circa.

Se il segnale all'ingresso ha il valore minimo, quella erogata dal TR1, sarà appena sufficiente per portare nella conduzione il TR2, collegando all'anodo del D2 tramite la resistenza di protezione R1. In tal modo, tramite R7 avverrà l'innesco del solo Triac IC1 e l'accensione della prima lampada (1).

Se il livello del segnale aumenta, entreranno in conduzione i TR3, TR4 e via di seguito sino al TR7, sempre attraverso le rispettive resistenze di protezione da R2 ad R6.

In tal modo, anche i Triac dal TC2 al TC6 innescheranno a loro volta illuminando i faretti rispettivi collegati alle prese d'uscita. Ciascun sistema di lampade, o faretto, riceve l'alimentazione tramite un fusibile, da F1 ad F6.

I fusibili non servono per proteggere....le lampadine (!) bensì i Triac. Infatti, sovente, nel momento in cui un filamento brucia, si ha un fortissimo transitorio di corrente, dovuto proprio al metallo fuso che per un istante mette in corto i terminali, che può guastare il Triac pilota.

Proprio per tale ragione, se un bulbo "salta" ed il fusibile s'interrompe, è necessario eseguire la sostituzione con un altro elemento dal valore di 2A, e non...con un pezzo di filo, sia pure in via transitoria, come usano fare coloro che hanno una segreta vocazione per arricchire i commercianti di ricambi.

Naturalmente, l'alimentazione per i faretti, gli "spot" o le lampade impiegate, deriva direttamente dalla rete-luce, mentre il circuito di pilotaggio abbisogna di una tensione CC, ben filtrata, quindi si prevede il gruppetto formato da M.T, dal rettificatore D1, dallo stabilizzatore a tre terminali IC1 e dai condensatori di filtro C3 e C4.

Per la massima sicurezza, l'interruttore generale è doppio, ed a riposo stacca ambedue i rami della rete-luce. Nell'interruttore è incorporata una lampadina spia, che indica l'accensione del complesso.

ELENCO COMPONENTI

Resistori	
R7-R9-R11-R13-R15-R17	**: 150 Ω ± 5% 0,25 W**
R8-R10-R12-R14-R16-R18	**: 2,2 kΩ ± 5% 0,25 W**
R1-R2-R3-R4-R5-R6	**: 4,7 kΩ ± 5% 0,25 W**
P1	**: Potenz. 4, 7 kΩ/A L = 21**
Condensatori	
C1	**: Cond. elett. 4,7 µF 16 V**
C2	**: Cond. polie. 15 nF 100 V**
C3-C4	**: Cond. elett. 1000 µF 25 V m.v.**
Semiconduttori - Varie	
D1	**: Diodo 1N4001 = ESM 489**
D2 ÷ D8	**: Diodo 1N4148**
IC1	**: Circ. int. LM340T8 = 7885**
TR1	**: Transistore PN2222**
TR2 ÷ TR7	**: Transistori BC238B = BC208B**
TC1 ÷ TC6	**: Triac TLC223B**
F1 ÷ F6	**: Fusibile 2A rapido 5 x 20**
—	**: Fusibile 0,125A semiritardato 5 x 20**
—	**: Portafusibile fiss. c.s.**
—	**: Portafusibile fiss. pannello**
M.T.	**: Trasf. aliment.**
D.T.	**: Trasf. di modulazione**
SW1	**: Doppio interruttore con segnale luminoso**

LM340T8

1N4001

PN2222

BC208

BC238

1N4148

TLC223

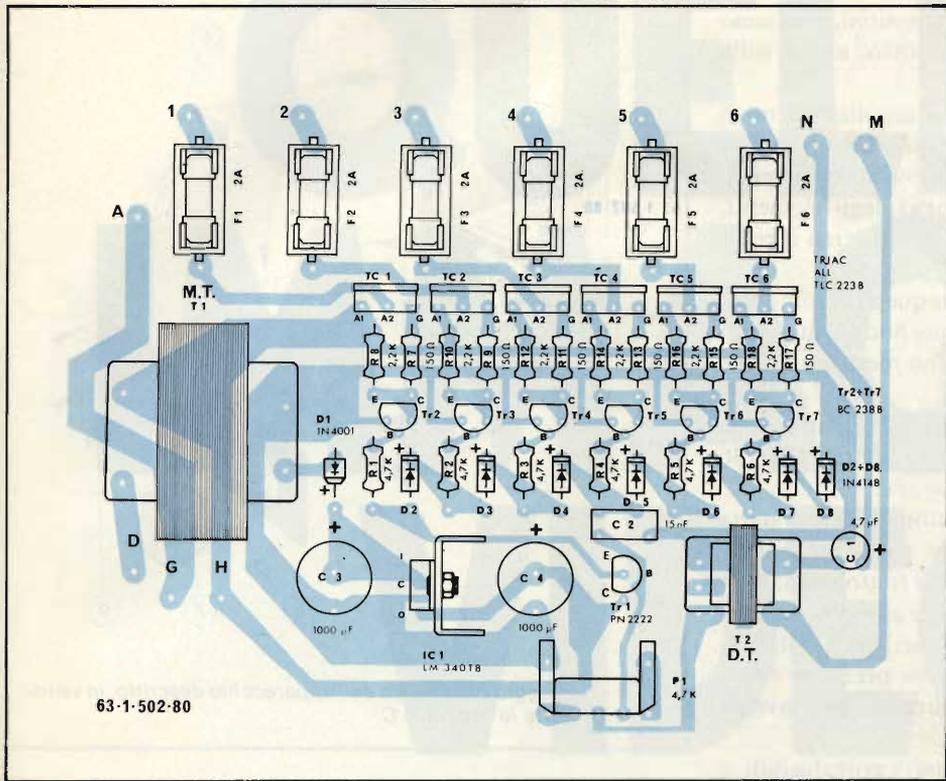
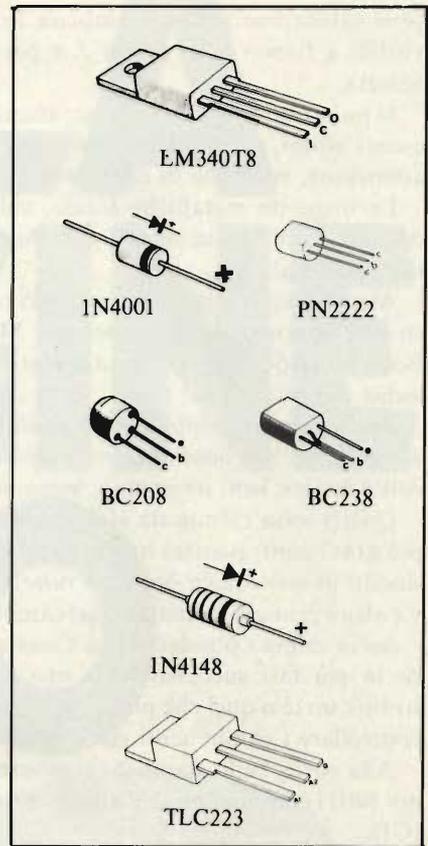



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla basetta per la realizzazione delle luci psicolineari; a destra sono visibili la piedinatura dei semiconduttori per un'esatta inserzione nella basetta.

In merito al circuito elettrico non ci sembra che occorrano altri commenti, ed allora vediamo il montaggio.

L'apparecchio utilizza un unico circuito stampato che ospita tutte le parti attive e passive. Tale base è sistemata entro un robusto contenitore che per la massima sicurezza è in materiale plastico, quindi isolante. Sul pannello frontale va posto l'interruttore generale illuminato ed il controllo della sensibilità. Su quello posteriore si fisseranno le prese ad incasso per i carichi, le prese per l'ingresso del segnale di pilotaggio ed il fusibile di rete. Gli altri fusibili, che proteggono i Triac, trovano posto sulla basetta generale.

Poichè le parti sono abbastanza numerose, anche se perlopiù costituite da "serie" identiche, il lavoro deve essere affrontato con buon ordine, e secondo una sequenza prestabilita.

Come sempre, conviene iniziare il cablaggio dalle parti più piccole: le resistenze fisse. Si procederà con i pins per le connessioni esterne, e poi con i diodi; per questi occorre far attenzione alle sigle, e specialmente alla polarità.

Il passo logico successivo è connettere i transistori, facendo

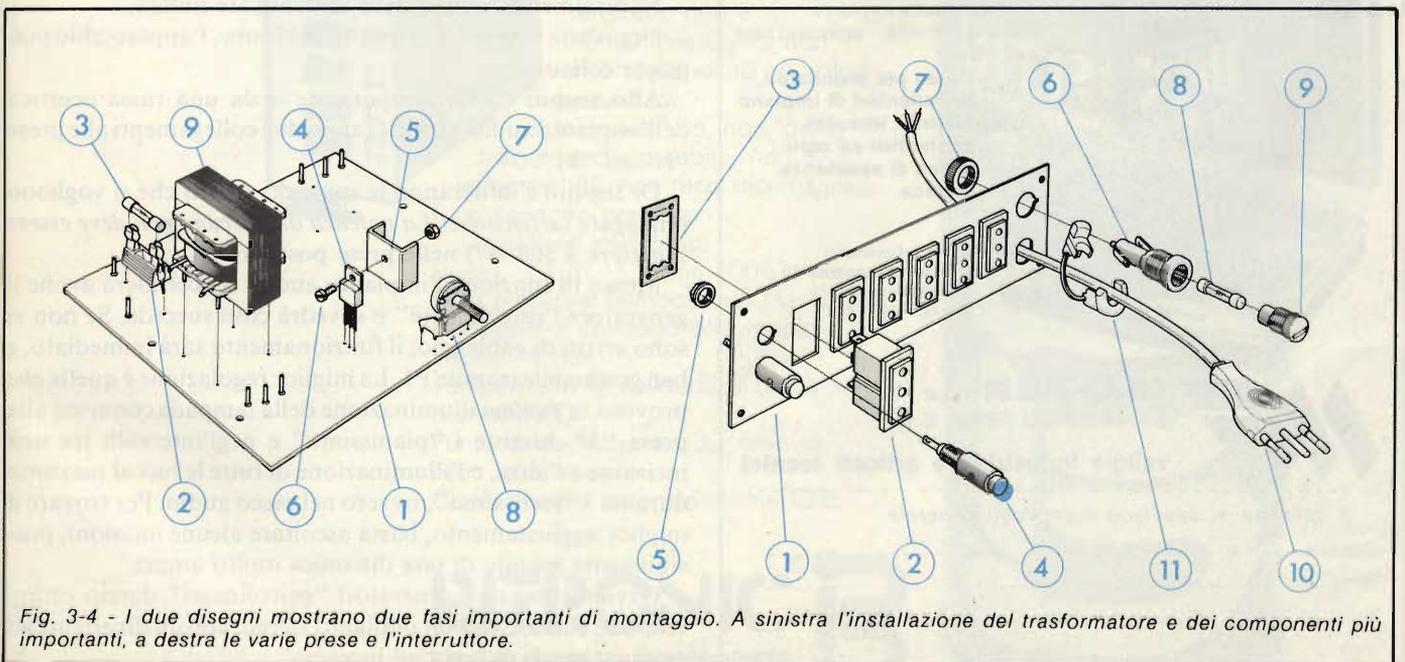



Fig. 3-4 - I due disegni mostrano due fasi importanti di montaggio. A sinistra l'installazione del trasformatore e dei componenti più importanti, a destra le varie prese e l'interruttore.

bene attenzione a non scambiare le connessioni, che sono visibili a fianco della *figura 2*, e per riscontro, anche sulla basetta.

Si può continuare con i Triac; attenzione ai collegamenti di questi ultimi, perchè sono *simmetrici*. Se non si procede con attenzione, si rischia di effettuare le connessioni all'inverso.

Le linguette metalliche forate, sul dorso degli elementi, devono esser rivolte *verso i portafusibili*, cioè verso il retro della basetta.

Alcuni sperimentatori sono un pò come quegli automobilisti che affermano: "dal casello di Milano Sud, a quello di Bologna, indovina, indovina quanto: ci ho messo: un'ora e sedici minuti!"

Analogamente, appunto, vi sono degli aucostruttori che affermano: "sai quanto ci ho messo per montare l'UK 736 dell'Amtron: beh, immagina, *meno di due ore*!"

Questi sono esempi da sfuggire; gli automobilisti (a parte più gravi conseguenze) bruciano i motori, mentre gli appassionati di elettronica *bruciano tutto*, con la frettolosità. Non v'è alcun primato da battere, nel campo delle autocostruzioni.

Serve calma e ponderatezza. Conviene anzi dividere il lavoro in più fasi successive, tra una e l'altra prendere fiato, sorbire un tè o quel che piace, e prima di riprendere il lavoro, controllare i componenti già montati.

Alla corte, sullo stampato si monteranno i portafusibili, e poi tutti i componenti dell'alimentazione (M.T, D1, C4 e C4, IC1).

L'intergrato regolatore, abbisogna di un piccolo radiatore ad "U" che sarà fissato prima di connettere i terminali (*figura 3*).

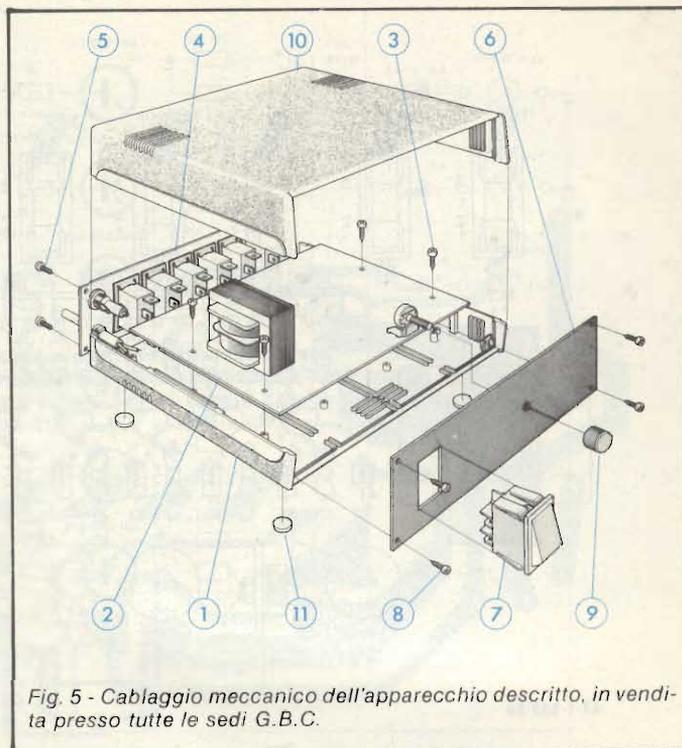



Fig. 5 - Cablaggio meccanico dell'apparecchio descritto, in vendita presso tutte le sedi G.B.C.

La basetta sarà completata con il P1, il D.T. ed il C1.

A questo punto, il controllo del lavoro fatto è veramente *necessario* se non si è accolto il nostro consiglio di frazionare la verifica in più fasi.

Si rivedranno i valori delle parti, le polarità, i versi d'inserzione. Rovesciata la basetta, si riscontreranno tutte le saldature.

A questo punto la basetta può essere messa da parte, e si eseguirà il lavoro meccanico dell'involucro, montando prese, interruttore etc. I dettagli sono chiariti dalle *figure 4* e *5*.

Il cablaggio generale, ovvero le connessioni tra la basetta le prese, l'interruttore generale, il fusibile, è abbastanza semplice.

Naturalmente, non si deve dimenticare nulla.....

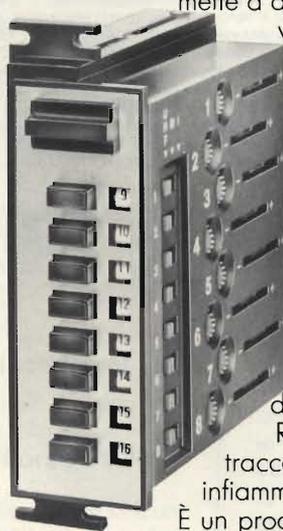
Dopo una seconda e definitiva revisione, l'apparecchio può essere collaudato.

Allo scopo, da un altoparlante o da una cassa acustica dell'impianto audio, si porteranno due collegamenti alle prese "N" ed "M".

Di seguito s'infileranno le spine dei faretti che si vogliono impiegare (*attenzione! La potenza di ciascuno non deve essere superiore a 300 W!*) nelle prese posteriori.

Messo in funzione l'impianto audio, si accenderà anche il generatore "psicolineare" e si vedrà cosa succede. Se non vi sono errori di cablaggio, il funzionamento sarà immediato, e ben graduabile tramite P1. La miglior regolazione è quella che provoca la *minima* illuminazione della lampada connessa alla presa "1" durante i "pianissimo" e negl'intervalli tra una incisione e l'altra, e l'illuminazione di tutte le luci al massimo durante i "fortissimo", ovvero nel picco audio. Per trovare il miglior aggiustamento, basta ascoltare alcune incisioni, possibilmente munite di una dinamica molto ampia.

Ovviamente, due generatori "psicolineari" danno ottimi effetti se connessi ad un impianto stereo, con un divertente ed emotivo gioco di luci "ad incrocio".

QUELLA IMMAGINE VIDEO

Non è ben definita, è scialba, mette a disagio chi la guarda. Buttiamo via il televisore? No, dobbiamo solo pulire i contatti.

Detto e fatto DPR-109 che dissolve la sporcizia, le macchie di ossidazione, e protegge a lungo le parti anche dalla corrosione.

Il DPR-109 può essere usato su contatti e commutatori pur sotto tensione; non è conduttore quindi non varia né capacità né valori di frequenza.

Rapido nell'uso, non lascia tracce, asciuga subito, non è infiammabile, non reca alcun danno. È un prodotto prezioso.

Ingredienti pericolosi:
Fluoro - Cloro - Carburi 100%
Max pressione bombola a 50°C: 8 atm
Pressione di collaudo a bombola vuota: 14 atm
Temperatura di collaudo a bombola piena: 50°C
Punto di ebollizione: –30° (minus)
Non infiammabile
Confezionato secondo norme CEE.

BITRONIC®
electro chemical development

Distributore esclusivo per l'Italia GBC

Job Line

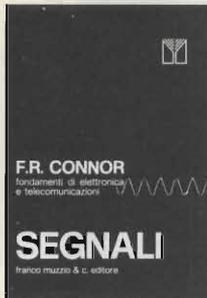
tre affermate collane di elettronica. franco muzzio editore.

biblioteca tascabile elettronica

1 Elettronica e fotografia, L. 3.600
2 Come si lavora con i transistor: la commutazione, L. 3.600
3 Come si costruisce un circuito elettronico, L. 3.000
4 La luce in elettronica, L. 3.000
5 Come si costruisce un ricevitore radio, L. 3.000
6 Come si lavora con i transistor: l'amplificazione, L. 3.000
7 Strumenti musicali elettronici L. 3.000
8 Strumenti di misura e di verifica, L. 3.600
9 Come si costruisce un sistema d'allarme, L. 3.600
10 Verifiche e misure elettroniche, L. 4.400
11 Come si costruisce un amplificatore audio, L. 3.000
12 Come si costruisce un tester, L. 3.000
13 Come si lavora con i tiristori, L. 3.000
14 Come si costruisce un telecomando elettronico, L. 3.000
15 Come si usa il calcolatore tascabile L. 3.000
16 Circuiti dell'elettronica digitale, L. 3.000
17 Come si costruisce un diffusore acustico, L. 3.000
18 Come si costruisce un alimentatore, L. 3.600
19 Come si lavora con i circuiti integrati, L. 3.000
20 Come si costruisce un termometro elettronico, L. 3.000
21 Come si costruisce un mixer, L. 3.000
22 Come si costruisce un ricevitore FM, L. 3.000
23 Effetti sonori per il ferromodellismo, L. 3.000
24 Come si lavora con gli amplificatori operazionali, L. 3.000
25 Telecomandi a infrarossi per il ferromodellismo, L. 3.000
26 Strumenti elettronici per l'audiofilo, L. 3.000
27 Come si lavora con i relè, L. 3.600
28 Effetti luminosi per i plastici, L. 3.600
29 Come si costruisce un circuito digitale, L. 3.600
30 Ricezione televisiva a distanza, L. 4.400
31 Circuiti per gli amatori CB, L. 3.600

manuali di elettronica applicata

1 Il libro degli orologi elettronici, L. 5.000
2 Ricerca dei guasti nei radioricevitori, L. 4.800
3 Cos'è un microprocessore? L. 4.800
4 Dizionario dei semiconduttori, L. 5.000
5 L'organo elettronico, L. 5.000
6 Il libro dei circuiti Hi-Fi, L. 5.000
7 Guida illustrata al TV color service, L. 5.000
8 Il circuito RC, L. 4.400
9 Alimentatori con circuiti integrati, L. 4.400
10 Il libro delle antenne: la teoria, L. 4.400
11 Elettronica per film e foto, L. 5.000
12 Il libro dell'oscilloscopio, L. 5.000
13 Il libro dei miscelatori, L. 5.400
14 Metodi di misura per radioamatori, L. 4.800
15 Il libro delle antenne: la pratica, L. 4.400
16 Progetto e analisi di sistemi, L. 4.400
17 Esperimenti di algebra dei circuiti, L. 5.400
18 Manuale di optoelettronica, L. 5.400
19 Manuale dei circuiti a semiconduttori, L. 5.400
20 Il libro del voltmetro elettronico, L. 5.400
21 Il libro dei microfoni, L. 4.400
22 Il libro degli strumenti ad indicatore, L. 4.800
23 Elettronica per il ferromodellismo, L. 4.400
24 Manuale dell'operatore DX, L. 4.800
25 Dizionario dell'organo elettronico, L. 5.400
26 Il libro delle casse acustiche, L. 4.800
27 Come si legge un circuito, L. 4.800
28 Il libro dell'amplificatore operazionale, L. 5.400
29 Prontuario di elettronica: formule, L. 5.400
30 Il libro della saldatura, L. 4.800
31 Elettronica nella musica pop, L. 5.400
32 Il libro dei componenti elettronici, L. 4.400
33 Abbreviazioni dell'elettronica, L. 4.000
34 Il libro dei relè, L. 4.800
35 Porte logiche e circuiti combinatori, L. 4.800
36 Elettronica per l'aeromodellismo, L. 5.400
37 Elettronica per l'automodellismo, L. 4.400
38 Domande e risposte sui circuiti integrati, L. 4.800
39 Corso di radiotecnica, uno, L. 5.400
40 Ricerca dei guasti nei televisori, L. 6.800

fondamenti di elettronica e telecomunicazioni

1 Connor - Segnali, L. 3.800
2 Connor - Reti, L. 3.800
3 Connor - Trasmissione, L. 3.800
4 Connor - Antenne, L. 3.800
5 Connor - Modulazione, L. 3.800
6 Connor - Rumore, L. 3.800

Come acquistare questi libri. Potete acquistare questi libri rivolgendovi alle librerie della vostra città, oppure ritagliando questo coupon e spedendolo, in busta chiusa, direttamente all'editore.
Il coupon va compilato in ogni sua parte, segnando con una crocetta la sigla e il numero corrispondente ai libri che vi interessano (esempio: se della "biblioteca tascabile elettronica" vi interessa *Circuiti dell'elettronica digitale,* segnate sul coupon il quadratino BTE 16).
Pagherete al postino alla consegna del pacco l'importo complessivo più 1000 lire di spese di spedizione.
La richiesta deve essere inviata al seguente indirizzo:
franco muzzio & c. editore, via Bonporti 36, 35100 Padova

COGNOME E NOME

INDIRIZZO

LOCALITÀ

CAP

biblioteca tascabile elettronica

☐ BTE 1	☐ BTE 8	☐ BTE 15	☐ BTE 22	☐ BTE 29
☐ BTE 2	☐ BTE 9	☐ BTE 16	☐ BTE 23	☐ BTE 30
☐ BTE 3	☐ BTE 10	☐ BTE 17	☐ BTE 24	☐ BTE 31
☐ BTE 4	☐ BTE 11	☐ BTE 18	☐ BTE 25	
☐ BTE 5	☐ BTE 12	☐ BTE 19	☐ BTE 26	
☐ BTE 6	☐ BTE 13	☐ BTE 20	☐ BTE 27	
☐ BTE 7	☐ BTE 14	☐ BTE 21	☐ BTE 28	

manuali di elettronica applicata

☐ MEA 1	☐ MEA 9	☐ MEA 17	☐ MEA 25	☐ MEA 33
☐ MEA 2	☐ MEA 10	☐ MEA 18	☐ MEA 26	☐ MEA 34
☐ MEA 3	☐ MEA 11	☐ MEA 19	☐ MEA 27	☐ MEA 35
☐ MEA 4	☐ MEA 12	☐ MEA 20	☐ MEA 28	☐ MEA 36
☐ MEA 5	☐ MEA 13	☐ MEA 21	☐ MEA 29	☐ MEA 37
☐ MEA 6	☐ MEA 14	☐ MEA 22	☐ MEA 30	☐ MEA 38
☐ MEA 7	☐ MEA 15	☐ MEA 23	☐ MEA 31	☐ MEA 39
☐ MEA 8	☐ MEA 16	☐ MEA 24	☐ MEA 32	☐ MEA 40

fondamenti di elettronica e telecomunicazioni

☐ FE 1	☐ FE 3	☐ FE 5
☐ FE 2	☐ FE 4	☐ FE 6

Oscillatore con lo 0,005% di distorsione da 20 Hz a 20 kHz.

Oscillatore a bassa distorsione

Si tratta dell'oscillatore della National/Matsushita mod. VP-7201A, con un campo di frequenza da 5 Hz a 500 kHz e distorsione migliore dello 0,005% nel campo di frequenza da 20 Hz a 20 kHz, provvisto di attenuatore a 3 decadi da 0,1 - 1 e 10 dB. L'uscita ad onda quadra ha un livello massimo di 4V p-p con tempo di salita di 200 ns o meno.

L'ottimo rapporto prestazione/prezzo lo rendono ideale per impieghi di laboratorio, per impieghi didattici e per riparatori di apparecchi HI-FI.

National/Matsushita
BARLETTA APPARECCHI SCIENTIFICI MILANO

Sistema radioricevitore AM-FM

Il TDA 1220A prodotto dalla SGS è un circuito integrato monolitico incapsulato in un package plastico dual-in-line a 16 pin, progettato per l'impiego nei radioricevitori AM-FM sia portatili che da casa, così come nei sistemi di comunicazione industriali.

La sezione AM comprende un preamplificatore e un mixer a bilanciamento doppio, un oscillatore locale, un amplificatore IF con AGC interno, un rivelatore bilanciato e un preamplificatore AF.

La sezione AM comprende un amplificatore IF, un rivelatore in quadratura e un preamplificatore AF.

Le caratteristiche del TDA 1220A sono: bassissimo rumore, alta sensibilità, ampio range della tensione di alimentazione (2,8 ÷ 16V), corrente di riposo di 9 mA, semplice commutazione in continua delle sezioni AM-FM, oscillatore locale fino a 30 MHz.

SGS-ATES - AGRATE BRIANZA

Manipolatori di segnali audio

La serie di circuiti integrati CEM 3300 della Curtis Electromusic Specialities comprende generatori e manipolatori di segnali audio progettati espressamente per applicazioni in strumenti musicali elettronici, sintesi della voce umana, e strumenti di misura in bassa frequenza.

Tutte le funzioni di ogni integrato sono controllabili in tensione. Caratteristiche comuni a tutta la serie sono anche: basso rumore, bassa distorsione, compensazione termica realizzata internamente, bassa influenza sull'uscita del segnale di controllo (feedthrough).

Il CEM 3310 è un generatore di tensione variabile nel tempo da usare per il controllo dei filtri ed amplificatori controllati in tensione.

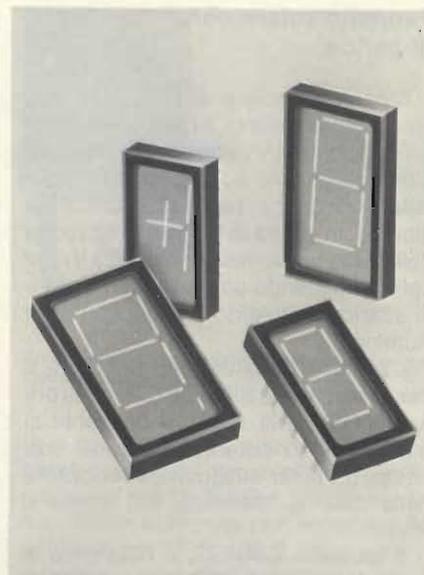
Il CEM 3320 è un filtro controllato in tensione con il quale si possono ottenere tutti i possibili filtri a 2 o 4 poli incluse le configurazioni Butterworth, Chebychev e Cauer. La frequenza di taglio può essere selezionata su un campo completo di 12 ottave. Inoltre il dispositivo è dotato di un operazionale a trasconduttanza variabile per il controllo in tensione del Q.

Il CEM 3330 è un doppio amplificatore di precisione controllato in tensione con controllo del guadagno sia lineare che esponenziale.

Infine la serie comprende il 3340, un oscillatore controllato in tensione ad alta stabilità nel quale la frequenza di oscillazione è controllabile sia in maniera lineare che esponenziale per un campo da 50.000 : 1. Il campo di frequenza va da meno di 0,001 Hz fino a 500 kHz.

Curtis Electromusic Specialities
ADIMPEX - CASTELFIDARDO (AN)

Displays digitali ad incandescenza

La IEE - Industrial Electronic Engineers - ha presentato altri due displays del tipo incandescente della sua linea AURORA. I modelli FFD-71 (con caratteri di 12 mm) e FFD-81 (con caratteri di 15,6 mm) funzionano con una tensione di alimentazione che può variare da 3,5 a 5,3 Vcc e mantengono alti livelli di luminosità anche con un assorbimento di corrente di soli 17 mA. Questo basso consumo è stato ottenuto progettando uno speciale filamento incandescente.

Displays digitali piatti con filamenti incandescenti.

Le unità sono TTL compatibili, sono multiplexabili, possono funzionare sia in c.c. che in c.a. e con filtri consentono di ottenere qualsiasi colore.

IEE
EXHIBO ITALIANA - MONZA

Decoder/driver per visualizzatori LED

L'MC14499 della Motorola è un circuito CMOS decoder/driver multiplexato per visualizzatori LED.

Esso può pilotare in multiplex 4 cifre da un input seriale e può essere posto in cascata per pilotare un numero maggiore di cifre.

Ogni cifra rappresenta un carattere alfanumerico a 7 segmenti, l'ingresso può essere a 16 bit per 4 cifre o a 20 bit per 4 cifre più la virgola decimale.

Questo formato di ingresso è compatibile con quello dell'MC144117, driver per visualizzatori LCD.

Gli stadi pilota sono transistori emitter followers NPN bipolari ad alta corrente, inclusi nel chip, e multiplexati. La frequenza, fissata da un condensatore esterno, è generata da un oscillatore racchiuso nel chip.

Il campo di alimentazione va da 4,5 a 6,5 Vcc.

MOTOROLA - ASSAGO (MI)

Pannello solare con regolatore di carica

Il pannello solare SFH 140-36 con potenza nominale di 33 W e la tensione di uscita di 16,4 V viene presentato dalla Siemens insieme ad uno specale regolatore di carica per accumulatori al piombo, in grado di limitare la tensione delle celle ad un massimo di 2,23 V/per cella, impedendo così all'accumulatore di scaricarsi quando il pannello non è illuminato.

L'impiego di transistori di potenza a bassa resistenza SIPMOS (Siemens power MOS) serie BUZ 10 consente di mantenere la potenza dissipata così bassa da poter alloggiare il regolatore nella cornice metallica del pannello stesso.

Il pannello SIPMOS, a differenza di quelli Shunt (pianificazione max 25 W), dissipa al massimo 10W. Tuttavia le perdite degli elementi di comando e di regolazione non superano quelle di un regolatore Shunt.

Quando l'assorbimento di potenza supera la potenza nominale di un pannello (33 W) è possibile collegare in serie parecchi pannelli ad un accumulatore di 12 V; collegando in serie i pannelli si ottengono 24 V.

Normalmente la batteria assorbe la corrente massima del pannello finché la sua tensione è inferiore a 13,4 V; appena si raggiunge questo valore si ha una regolazione costante della tensione e la batteria assorbe solo la corrente necessaria.

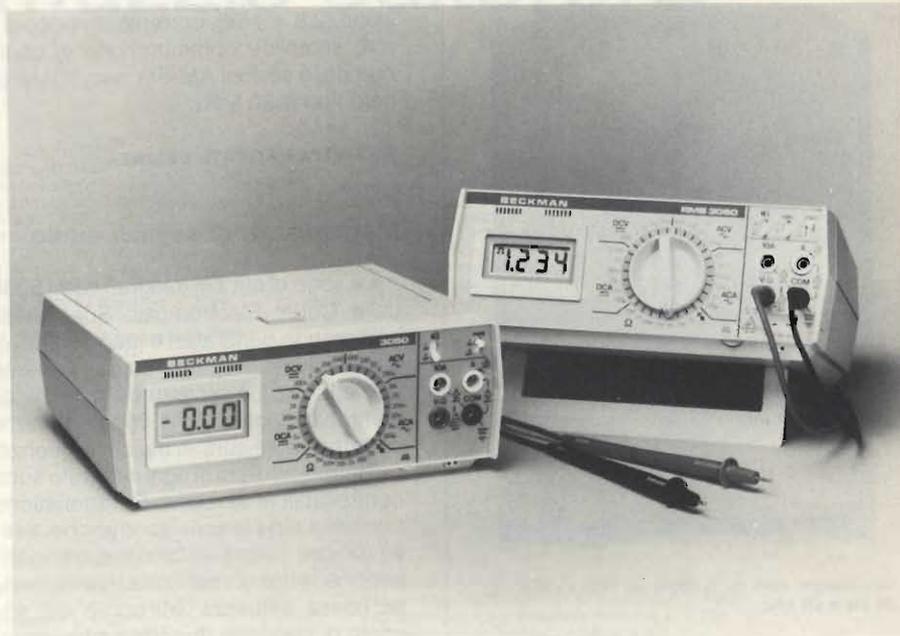
SIEMENS ELETTRA - MILANO

Multimetri digitali da banco $3^1/_2$ digit

Con una durata delle pile di 12.000 ore, pari a 18 mesi di impiego normale, i Mod. 3050 e RMS 3060 della Beckman fanno dimenticare di avere un'alimentazione.

Le altre caratteristiche salienti comuni ai due modelli sono: precisione base 0,1%, risoluzione 0,01Ω, indicazione istantanea di continuità visiva e/o sonora, misure di corrente sino a 10A, predisposizione per sonda Touch Hold.

Dotati di protezioni contro i sovraccarichi e intrinsecamente affidabili grazie al basso numero di componenti impiegati, tutti i multimetri subiscono un Burn in al 100%.

Rispetto al Mod. 3050, il Mod. RMS 3060 misura il vero valore efficace sia nella sola componente di c.a. che totale, c.c. + Cc.a., ed accetta pure termocoppie Cromel-Alumel per la misura di temperatura.

Multimetro digitale con una precisione base dello 0,1%.

Beckman
BECKMAN COMPONENTI - MILANO

Multimetro tascabile

La Data Precision annuncia la produzione di un multimetro tascabile, con custodia tipo calcolatore, a 4 cifre e 1/2. Il modello 945 è dotato di tutte le funzioni complete con 20.000 punti di lettura.

Infatti misura tensioni continue da 10 μV a 700 V, correnti continue ed alternate da 10 nA a 2A in 5 gamme commutabili e resistenze da 10 mΩ a 20MΩ in 6 gamme.

Multimetro digitale tascabile LCD a $4^1/_2$ cifre.

Un circuito incorporato permette la prova e la determinazione della curva caratteristica dei diodi. Infatti, poiché lo strumento misura le resistenze con corrente costante, può visualizzare direttamente la caduta di tensione ai capi del diodo ad ogni valore di corrente da 100 nA a 1 mA permettendo di tracciare la curva con 5 punti.

Non solo diodi ma altri tipi di carichi siano essi attivi o passivi possono essere caratterizzati usando questo sistema.

Alimentato da una batteria a 9V, il multimetro è provvisto di display LCD ad alto contrasto da 0,43" che permette un'ottima lettura in qualsiasi condizione di illuminazione.

La precisione base è di ± 0,05% ed in alternata permette misure da 30 Hz a 1 kHz.

L'impedenza di ingresso per tutte le misure di tensione sia in c.a. che in c.c. è di 10 MΩ con in parallelo 100 pF.

La precisione di base per misure di resistenza è di ± 0,08% del valore letto con una tensione a circuito aperto di 3,5 V.

Tutte le portate di resistenza sono protette fino a 250 V e quelle di corrente con fusibili da 2A.

Il coefficiente di temperatura è tale da non influenzare la misura per variazioni di temperatura ambiente fino, a 10°C.

Data Precision
AMPERE - MILANO

Oscilloscopio per la manutenzione

La Ballantine ha migliorato la banda passante da 12 a 15 MHz dall'oscilloscopio miniatura per manutenzione mod. 1021 e 1022 Travelscope. Tutte le altre caratteristiche sia meccaniche, come tenuta di polvere, d'acqua, resistenza agli urti, che elettriche, come brillantezza della traccia, sensibilità (5 mV) e base dei tempi su 19 portate da 100 ns/div a 100 ms/div, sono rimaste inalterate.

Infine è disponibile il sistema di alimentazione con batterie Ni-Cd (opzione 5) del peso di 2,5 Kg, che consente di lavorare due ore isolati dalla rete: in alternativa è possibile alimentare lo strumento da qualsiasi batteria tipo auto a 12 V.

Ballantine
VIANELLO - MILANO

Oscilloscopio Travelscope da 15 MHz per la manutenzione, funzionante a rete e a batteria.

Preamplificatore microfonico

La Bruel & Kjaer annuncia la realizzazione del preamplificatore microfonico Tipo 2633 per microfoni da 1/4 di pollice con una sofisticata tecnologia quasi esclusivamente rivolta ad ottenere i livelli più bassi possibile di rumore e distorsione sugli intervalli più larghi possibile di frequenza e dinamica.

Questo preamplificatore prevede l'impiego dei microfoni B & K da 1/4 di pollice tipo 4135 e 4136 che vengono direttamente montati e del microfono da 1/8 di pollice B & K tipo 4138 che richiede l'adattatore tipo UA 0160.

Queste combinazioni trovano impiego per tutte le misure ad alta frequenza e alti livelli, come pulsazioni in ambienti ristretti e per modelli a 7 pin e si collega direttamente con gli altri strumenti B & K come alimentatori microfonici a batteria, amplificatori di misura e analizzatori.

BRUEL & KJAER ITALIANA - MILANO

Radiomicrofono portatile ad antenna

Un microfono/trasmettitore portatile munito di un'antenna integrale, eccezionalmente leggero e maneggevole, è stato messi a punto dalla EDC.

Con un peso di soli 266 gr., il radiomicrofono Sirius è lungo 20 mm, con un diametro del corpo di 25 mm, che salgono a 45 mm nella testa.

Studiato per soddisfare tutte le necessità professionali, esso dispone di una antenna montata internamente, con una portata di circa 250 metri. Nel caso si renda necessaria una portata maggiore, fino a 450 metri, può essere fornita una unità preamplificatrice esterna con antenna in radiofrequenza, che aumenta la sensibilità del ricevitore e la selettività.

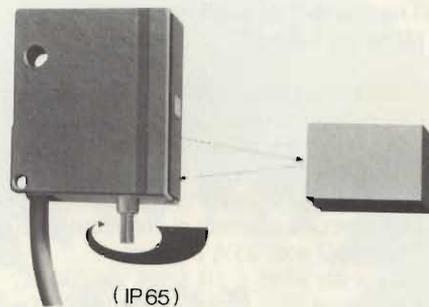
Lo strumento funziona in collegamento con un robusto ricevitore a corrente di rete o a corrente continua, con dimensioni di 175x130x45 mm ed un pesiodi 910 gr.

Azionato da una batteria ricaricabile da 9V ad argento/zinco, il trasmettitore fornisce approssimativamente 8 ore di funzionamento continuo.

EDC - Elkom Design

Fotocellula a rivelazione diretta

La Elesta ha arricchito il proprio programma di apparecchiature optoelettroniche con la fotocellula tipo OLS 422 a 09.

Questa fotocellula a rivelazione diretta è realizzata in dimensioni molto ridotte (42,5x50x12 mm) ed è dotata di un potenziometro di registrazione della sensibilità che permette di adattare la distanza di rilevazione alle particolari caratteristiche degli oggetti da rilevare e della applicazione. La distanza di rilevazione può essere regolata fino a max 0,15 m, e grazie alla spia LED incorporata si può controllare agevolmente la riserva di segnale disponibile.

Fotocellula in esecuzione miniaturizzata e rilevazione diretta.

Oltre al tipo OLS 422 A 09, con uscita a transistor in tecnica npn, è disponibile anche il tipo OLS 422 Z 09 che ha il transistor collegato in tecnica pnp e che è quindi particolarmente adatta al collegamento con sistemi dotati di microprocessore.

Il grado di protezione è IP 65 e anche queste fotocellule sono realizzate con il particolare sistema Elesta a luce infrarossa pulsata che esclude con certezza assoluta qualsiasi interferenza da sorgenti di luce estranee.

Le fotocellule possono essere alimentate con tensioni da 10 a 30 Vcc e il transistor di uscita può commutare max 30V/0,1A.

Queste fotocellule possono lavorare con temperature ambiente da − 20°C a + 60°C.

ELESTA ELETTRONICA - COMO

Termometro per la temperatura ambiente

La Toptronic ha sviluppato un pratico e leggero termometro fornito in elegante valigetta 24 ore, completo di stativo, adatto per la rivelazione della temperatura ambiente direttamente ed immediatamente. Non ci sono ventoline per agitare l'aria che perturberebbero la misura, ma la lettura è fatta in condizioni statiche. Un salto di temperatura di 0,1°C è apprezzabile entro 15 s dall'avvenuta variazione.

Il campo di temperatura va da − 5 a + 45°C, l'autonomia di funzionamento è di 150 ore e pesa solo 180 grammi.

Per le sue caratteristiche questo termometro si presta particolarmente ai controlli della temperatura ambientale previsti dalla legge 373.

TOPTRONIC - MILANO

Transistori di potenza NPN EPI-BASE

Vengono prodotti dalla Solitron Devices in contenitore TO3 metallico e con potenze di 160 e 200 W.

I tipi 2N 5881 e 2N 5882, da 160 W, hanno una V_{CEO} rispettivamente di 60 e 80 V con una corrente di collettore di 15 A continui e di 30 A di picco.

I tipi 2N 5885 e 2N 5886, da 200 W, hanno una V_{CEO} rispettivamente di 60 e 80 V con una corrente di collettore di 25 A continui e 50 A di picco.

La particolarità dei transistori EPI-BASE è l'alta velocità di commutazione con Tr di 700 ns, Ts di 1 μs e un tf di 800 ns, unitamente a una grande robustezza elettrica e la possibilità di sopportare forti sovraccarichi di corrente.

Solitron Devices
SYSCOM ELETTRONICA - CINISELLO B.

Multimetro elettronico analogico con 62 gamme di misura.

Multimetro con 62 gamme di misura

La Philips Test & Measuring Instruments presenta un multimetro elettronico analogico con 62 gamme di misura, comprendenti correnti fino a 10 A e resistenze fino a 30 MΩ. Il PM 2505 ha anche il segnale acustico per il test di continuità, l'indicazione automatica di polarità e le scale di resistenza lineari.

I valori di fondo scala dei campi di misura sono per le resistenze da 100 Ω a 30 MΩ su scala lineare, per le tensioni c.c. da 100 mV a 1000 V, per le tensioni c.a. da 100 mV a 600 V, per le correnti c.a. e c.c. da 1 μA a 10 A; per i segnali c.a. la calibrazione è anche in dB. Inoltre vi è una gamma per la misura dei diodi, un'indicazione per la verifica dell'efficienza della batteria e la funzione per il controllo di continuità, che fornisce un segnale sonoro quando la resistenza inserita è minore di 20 Ω.

Per il display è stato impiegato un nuovo sistema a bobina mobile, a filo teso con magnete centrale. La circuiteria elettronica garantisce una impedenza di ingresso di 10 MΩ.

Lo strumento è protetto per i ranges delle tensioni fino a 1000 V e fino a livelli di booster TV per i picchi, fino a 265 V nei ranges delle resistenze e delle basse correnti e sopporta una corrente massima di 16 A nelle gamme da 1 a 10 A.

Inoltre il multimetro è conforme agli standard di sicurezza nazionali e internazionali.

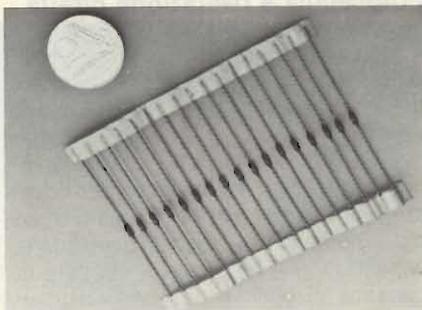
Le sue dimensioni compatte - 172x118x60 - e l'autonomia di funzionamento di 1000 ore, abbinate alle sue eccellenti prestazioni, ne fanno uno strumento ideale per il service esterno, l'officina e il laboratorio.

PHILIPS - MONZA

Resistore da 1/8 W

La Neohm produce un nuovo resistore appartenente alla famiglia RG, realizzato con la tecnologia del Metal Glaze.

L'RG 0204 è un resistore miniaturizzato avente dimensioni massime di 4x1,8 mm, verniciato e codificato a bande di colore.

La sua potenza nominale è 1/8 W ad una temperatura di 70°C, tuttavia può facilmente dissipare fino a 1/3 W a 70°C con modeste variazioni della stabilità. Questo non è consentito con altri tipi di film resistivo, realizzati con tecnologie

Resistore miniaturizzato realizzato con la tecnologia Metal Glaze.

correnti (carbon film, metal film, metal oxyde).

La gamma dei valori va da 10 Ω a 499 kΩ con la tolleranza dell'1% e un coefficiente di temperatura contenuto nelle 100 ppm.

NEOHM - LEINI' (TO)

Oscilloscopi per la misura dei segnali di sincronismo TV

La Hewlett-Packard annuncia la possibilità di misurare i segnali di sincronismo TV con gli oscilloscopi da 100 MHz 1740A, 1741A e 1742A, per mezzo di una opzione (005) rivolta soprattutto ai mercati della registrazione video e dei monitor TV a scansione.

L'opzione aggiunge all'oscilloscopio i circuiti ed i controlli necessari per il sincronismo di un segnale video composito, a scopo di progettazione e ricerca guasti.

Gli ingressi dell'oscilloscopio sono stati modificati per consentire l'adattamento ai segnali video: il canale A ha incorporato un ingresso a 75Ω per l'adattamento d'impedenza della maggior parte delle sorgenti video e il canale B dispone di un morsetto che stabilizza la visualizzazione dei segnali video. Questo circuito di sincronismo TV si blocca su un quadro completo del video, mentre la commatazione tra un campo e l'altro viene eseguita con un pulsante. La capacià di esplorazione delle linee TV consente la visualizzazione di linee singole per scopi di osservazione e misura. Nel modo trigger è possibile esaminare anche segmenti di linee singole.

HEWLETT PACKARD - CERNUSCO S/N

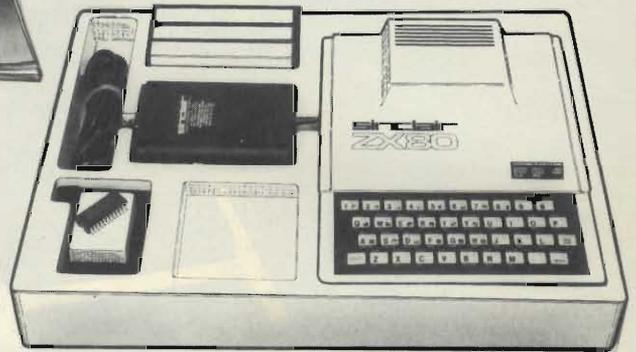
Amplificatore monolitico a larga banda

Si tratta di un amplificatore all'arseniuro di gallio (GaAs) prodotto dalla Siemens per la gamma di frequenza da 40 MHz a 1 GHz. Il CGY 21 in esecuzione monolitica presenta un fattore di rumore di circa 4 dB ed una tensione di uscita di 320 mV su 50 Ω o 400 mV su 75Ω (secondo DIN 45004); le sue caratteristiche lo rendono superiore agli amplificatori ibridi a transistori bipolari.

Prossimamente la gamma di frequenza sarà portata a 2 GHz.

Il CGY viene fornito in custodia TO-12 o SIL-9.

SIEMENS ELETTRA - MILANO

PRODOTTI sinclair

COMBINAZIONE ZX80 DA 1K RAM SINCLAIR

È una simpatica valigetta contenente:
1 Personal computer ZX80 - TC/0080-00
1 Alimentatore - TC/0086-00
1 ROM 8K - TC/0088-00
2 Cassette C10 - TC/9500-00
1 Cassetta C20 - TC/9505-00
Cavi di collegamento registratore - televisore
1 Manuale di istruzioni in inglese
1 "Impariamo a programmare in BASIC con lo ZX80" TL/1450-01
1 Manuale "Lo ZX80 con la nuova ROM"

TC/0080-01 L. 345.000

COMPUTER SINCLAIR ZX80 - KIT

È la versione in KIT del personal computer ZX80.
Semplice da montare, con esaurienti schemi e istruzioni

TC/0081-00 L. 240.000

COMBINAZIONE ZX80 DA 4K RAM SINCLAIR

Come combinazione ZX80 da 1K RAM TC/0080-01 con in più:
1 Modulo di espansione 3K RAM TC/0083-00
3 Coppie di circuiti integrati TC/0082-00

TC/0080-04 L. 430.000

COMBINAZIONE ZX80 DA 16K RAM SINCLAIR

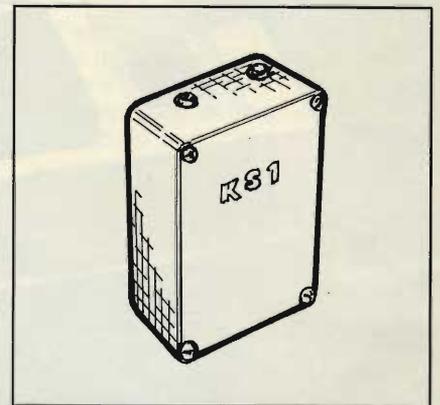
Come combinazione ZX80 da 1K RAM TC/0080-01 con in più:
1 Modulo di espansione 16K RAM TC/0087-00

TC/0080-16 L. 520.000

COMPUTER SINCLAIR ZX80

Lo ZX80 della SINCLAIR è il più piccolo personal computer esistente Non ha bisogno di monitor in quanto si collega direttamente a qualsiasi apparecchio TV e a qualsiasi registratore musicassetta portatile per la memorizzazione permanente dei programmi

Caratteristiche tecniche
Microprocessore: Z80 A
Linguaggio: BASIC
Memoria 1K RAM espandibile a 16 K
Grafica: 24 linee a 32 caratteri
Sistema operativo: 4K ROM

TC/0080-00 L. 285.000

SEGNALATORE ACUSTICO DI DIGITAZIONE SINCLAIR

Questo accessorio è facilmente collegabile allo ZX80. Emette per mezzo di un piccolo altoparlante un segnale acustico ogni volta che viene premuto un tasto della "KEY BOARD" agevolando così la digitazione.

TC/0091-00 L 44.500

INTERFACCIA SINCLAIR PER REGISTRATORE

È una interfaccia che amplifica il segnale fra lo ZX80 e qualsiasi tipo di registratore a cassette, rendendo più affidabile la memorizzazione dei programmi

TC/0092-00 L. 41.000

MODULO DI ESPANSIONE 3K RAM

Utilizzando il modulo di espansione e le coppie di circuiti integrati è possibile espandere il personal computer ZX80 fino a 4K RAM di memoria. Il modulo è facilmente inseribile nel retro del computer

TC/0083-00 L. 39.500

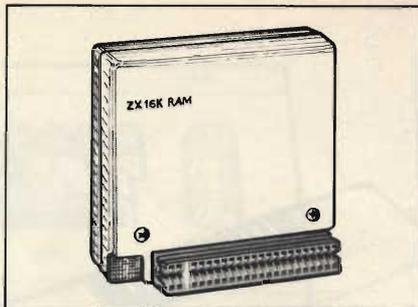
ALIMENTATORE SINCLAIR

Permette l'alimentazione dello ZX80 con l'espansione fino a 16K RAM

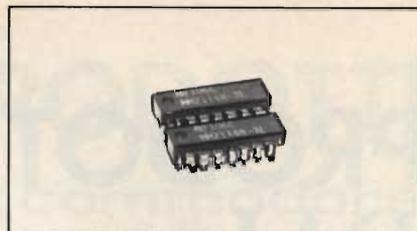
TC/0086-00 L. 22.000

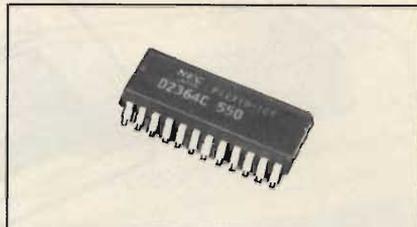
ALIMENTATORE

Permette l'alimentazione dello ZX80 con l'espansione fino a 4K RAM

TC/0085-00 L. 12.900

MODULO DI ESPANSIONE A 16K RAM SINCLAIR

Questo modulo permette di espandere la memoria del personal computer ZX80 a 16K RAM
Il modulo è facilmente inseribile nel retro del computer ZX80

TC/0087-00 L. 191.500

COPPIA DI CIRCUITI INTEGRATI 1K RAM

TC/0082-00 L. 17.000

ROM 8K SINCLAIR

Questa ROM consente di ampliare notevolmente le prestazioni dello ZX80. Infatti rende possibile l'uso dell'aritmetica in virgola mobile e delle funzioni trigonometriche. Si inserisce con semplicità direttamente nello zoccolo della vecchia ROM 4K. Vengono forniti a corredo il manuale in Italiano e la mascherina per la tastiera

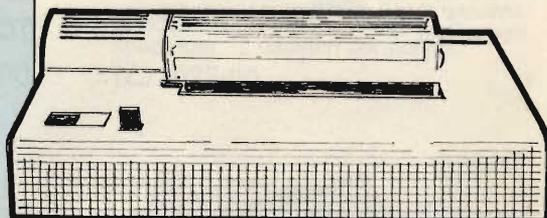
TC/0088-00 L. 60.000

"BMC" PERSONAL COMPUTER IF 800
Mod. 20

L'IF 800 è un nuovo personal computer. Le sue prestazioni, la sua versatilità di impiego e la sua compattezza lo rendono tra i computer più avanzati nel suo genere.
Il modello 20 è equipaggiato con: 2 floppy disk, video display a colori, stampante e keyboard incorporati in una configurazione di gradevole design.
È particolarmente adatto per applicazioni di tipo professionale e commerciale come gestioni statistiche, calcoli matematici scientifici e grafica a colori.

Caratteristiche tecniche

- UNITÀ CENTRALE
  Microprocessore: Z 80A
  Memoria RAM: 64 K
  Sistema operativo: CP/M
  Linguaggio: BASIC - FORTRAN - COBOL E ALTRI
  Interfaccia: RS 232
- FLOPPY DISK
  5" 1/4, 280 KB per unità
  DOPPIA FACCIA - DOPPIA DENSITÀ
- VIDEO DISPLAY A COLORI
  12"
  4 modi di funzionamento:
  80 CH x 25 line
  80 CH x 20 line
  40 CH x 25 line
  40 CH x 20 line
  8 colori ad alta risoluzione
- STAMPANTE INCORPORATA
  Tecnologia ad impatto
  Matrice: 7 x 7
  80 CH/sec.
  80 CH/line o 40 CH/line
  Modi alfabetico e grafico
- INTERFACE CARD (opzionali)
  IEEE-488
  Centronics
  A/D, D/A converter
- LIGHT PEN (opzionale)
- ROM CARTRIDGE (opzionali)

TC/7400-00

STAMPANTE "ALPHACOM" 40 COLONNE

La Sprinter è una stampante termica altamente affidabile e dal consumo limitato. Può essere collegata a numerosi personal computer come: Commodore, TRS 80, APPLE II, DAI, ATARI 800, e ad altri che utilizzano un interfaccia standard RS 232.
Caratteristiche tecniche
40 caratteri per linea o 280 punti per linea in modo grafico.
Matrice: 5 x 7
Velocità di stampa variabile fino a 240 linee al minuto.

TC/6100-00 L. 820.000

INTERFACCIA DI COLLEGAMENTO RS 232

TC/6105-00 L. 165.000

CARTA TERMICA (4 rotoli)

TC/6106-00 L. 19.500

PREZZI IVA ESCLUSA

PRODOTTI DAI THE MICROCOMPUTER COMPANY

DAI PERSONAL COMPUTER 48K RAM

L'impiego di questo personal computer è particolarmente rivolto a: calcoli scientifici, matematici, trigonometrici, applicazioni di grafica a colori, musica e giochi.
La versione standard del DAI comprende: BASIC semi compilato in 24K di ROM.
13 modi grafici, fino a 256 x 336 punti a 16 colori in alta risoluzione.
Capacità video di 24 linee per 60 colonne (1440 caratteri maiuscoli e minuscoli).

Microprocessore 8080A.
Monitor di linguaggio macchina.
Potente EDITOR residente.
Sintesi musicale e vocale con 4 generatori programmabili e uscita in stereofonia.
48K di RAM disponibili per l'utente.
Interfaccia seriale RS232-2 interfacce per cassette - Interfaccia parallela - 2 interfacce per paddles - Interfaccia video.

TC/7000-00 L. 1.480.000

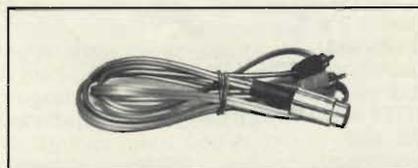
MANUALE IN ITALIANO DAI

Questo manuale è diviso in due parti.
La 1ª parte è stata preparata per coloro che non conoscono il linguaggio di programmazione BASIC e serve sia per guidare i loro primi passi nella programmazione BASIC, sia per spiegare le caratteristiche principali del DAI personal computer.
La seconda parte contiene le specifiche sull'implementazione del linguaggio BASIC sul DAI

TC/7060-00 L. 7.800

DAI PERSONAL COMPUTER REFERENCE MANUAL

Manuale operativo del DAI in lingua inglese

TC/7060-01 L. 13.000

CAVO DI COLLEGAMENTO DAI PERSONAL COMPUTER/ REGISTRATORE CASSETTE

TC/7030-00 L. 13.000

STAMPANTE EPSON TX80

Stampante a matrice a 80 colonne, particolarmente studiata per essere impiegata con più personal computer: DAI - TRS 80 - APPLE II - COMMODORE.
Caratteristiche tecniche
Tipo di stampa: matrice ad impatto
Velocità di stampa: 70 linee al minuto o 150 caratteri al secondo
Direzione di stampa: unidirezionele
Matrice di stampa ad aghi: risoluzione 6 x 7
Colonne per riga: 80
Interfacce: RS 232 e IEEE 488
Possibilità di stampare in reverse (b/n)
Possibilità di stampa elongata

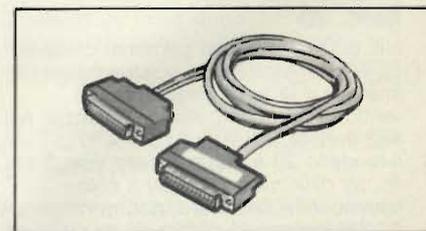
TC/7020-00 L. 970.000

CASSETTA PREREGISTRATA PER IL DAI PERSONAL COMPUTER

Questa cassetta contiene 25 programmi preregistrati di diversi tipi: Dimostrativi - Giochi - Grafici - Sonori.
Sono fornite le istruzioni per l'impiego

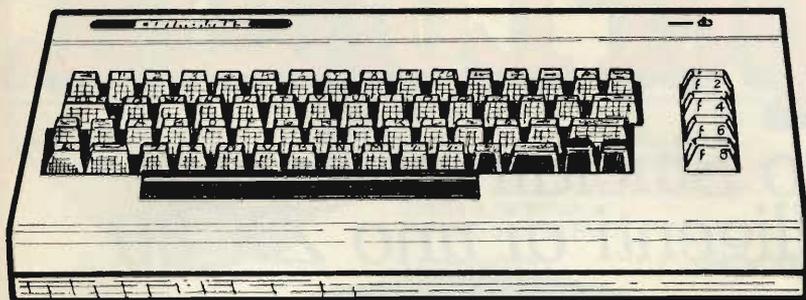
TC/9200-00 L. 15.700

CAVO DI COLLEGAMENTO DAI PERSONAL COMPUTER/ AMPLIFICATORE STEREO

TC/7031-00 L. 13.000

CAVO DI COLLEGAMENTO DAI PERSONAL COMPUTER/ STAMPANTE EPSON

TC/7032-00 L. 18.700

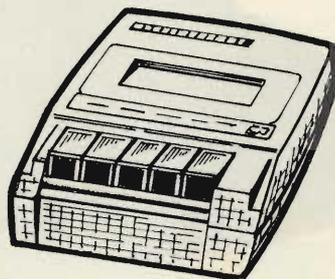
PREZZI IVA ESCLUSA

PRODOTTI
commodore

VIC 20 PERSONAL COMPUTER “COMMODORE”

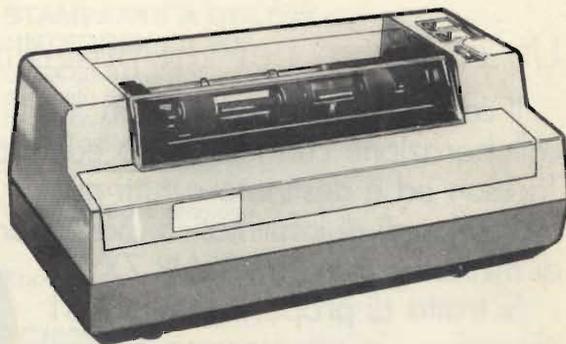
Il VIC 20 è il nuovo Personal Computer della COMMODORE.

Caratteristiche tecniche

Programmabilità in COMMODORE-BASIC comune a tutti i computer COMMODORE.
Interfacciamento immediato con un comune televisore a colori e in b/n
Generazione di suoni, capacità grafiche, colore (8 colori)
Microprocessore: 6502
Gestione video: video interface chip, componente appositamente sviluppato per questo computer.
Tastiera: tipo tridimensionale a norme DIN
Configurazione base: 5 K RAM
Espansione fino a 32 K addizionabili secondo una varietà di combinazioni di ROM e RAM
Periferiche: possibilità di gestire Floppy Disk, cassette magnetiche, stampanti etc.
Interfaccia: seriale RS 232

TC/2020-00

REGISTRATORE “COMMODORE” C 2N

Registratore a cassette adibito a memoria di massa per i computer della COMMODORE

TC/2300-00 **L. 155.000**

STAMPANTE “COMMODORE” 1515

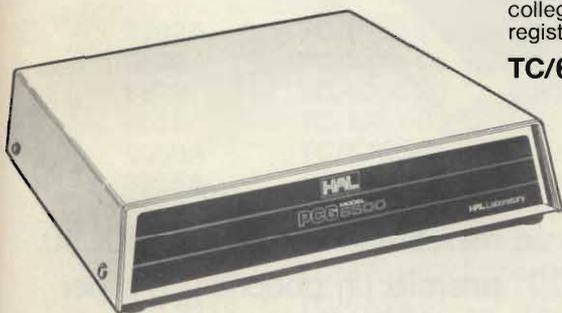
Caratteristiche tecniche

Tipo di stampa: seriale a matrice unidirezionale.
Matrice: 5 x 7
Tipo di carattere: normale, doppia ampiezza, grafico
Numero di colonne: 80 e in grafica 480 punti
Velocità: 30 caratteri al secondo
Spaziatura: 12 caratteri per pollice

TC/2025-00

ADATTATORE PER REGISTRATORE VCX-1001

L'adattatore per registratore VCX-1001 è una interfaccia che consente al computer PET-CBM e al nuovo VIC, il collegamento di un qualunque registratore a cassette.

TC/6690-00 **L. 30.500**

GENERATORE DI CARATTERI PROGRAMMABILI PCG 6500

Il PCG 6500 è un generatore di caratteri programmabile che permette al computer di visualizzare sulla matrice standard di punti 8 x 8, fino a 64 caratteri definiti dall'utente.

TC/6691-00 **L. 226.000**

GENERATORE DI EFFETTI SONORI

Con l'uso di questo generatore i Computer PET - CBM vengono dotati di impensabili capacità musicali che sono utilissime per accompagnare giochi grafici e per comporre musica elettronica.
Dotato di presa pentapolare a norme DIN per uscita in stereofonia.

TC/6695-00 **L. 189.000**

CAVO DI COLLEGAMENTO VIC 20/STAMPANTE COMMODORE 1515

TC/2030-00

Tutti questi accessori sono corredati da esaurienti manuali e da programmi di test che ne facilitano l'uso anche all'utente meno esperto.

PREZZI IVA ESCLUSA

100 passi per Londra.

Grande concorso Sinclair riservato ai possessori intelligenti di uno ZX 80

Un concorso per un programma

Il concorso è organizzato in collaborazione con il Gruppo editoriale Jackson ed è destinato a tutti gli appassionati di informatica, possessori di minicomputers SINCLAIR ZX 80.

Si tratta di proporre, entro il 31 dicembre, un programma originale per lo ZX 80 1K RAM registrato su cassetta con flow dattiloscritto a parte accompagnato dall'apposito tagliando qui allegato.

100 passi, semplice, pratico

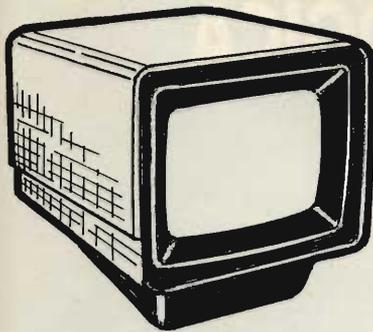
Come dovranno essere i programmi concorrenti? I criteri in base ai quali saranno assegnati i premi sono questi:
Praticità dovrà servire a qualcosa, non essere fine a se stesso.
Concisività non dovrà superare le 100 istruzioni.
Semplicità niente giri tortuosi.
Grafica chiara anche l'occhio vuole la sua parte.

Il programma completo di dattiloscritto e modulo di partecipazione, andrà spedito a Concorso Sinclair, Casella postale 76, CINISELLO B. 20092

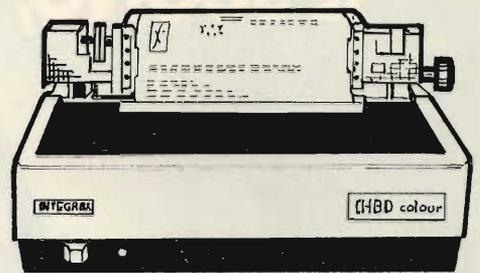
E i premi?

Ai concorrenti che avranno ricevuto i maggiori punteggi, verranno assegnati i seguenti premi:
1° premio viaggio in aereo a/r e soggiorno di 5 gg. a Londra per 2 persone, con visita agli stabilimenti Sinclair.
2° premio un TV color Geloso 22".
3° premio un minicomputer SINCLAIR ZX 80.
dal 4° al 30° premio un abbonamento per 12 numeri alla rivista BIT.
Ai vincitori verrà data comunicazione a mezzo raccomandata.

Una giuria di esperti esaminerà e valuterà i programmi. I primi tre saranno pubblicati sulla rivista BIT con nominativi e foto dei vincitori.

sinclair ZX80

MONITOR A COLORI "MICROVITEC"

Un monitor a colori adatto ál collegamento con microcomputer per ottenere immagini professionali per qualità e nitidezza.
Ingresso segnali RGB.

TC/6290-00 L. 990.000

STAMPANTE A COLORI "INTEGREX CX 80"

La CX 80 e una stampante che consente di ottenere nitide stampe in ben 7 colori, su carta normale, usando una tecnologia di stampa ad impatto.
Può essere corredata da Interfaccia RS 232 o da IEEE - 488

Caratteristiche tecniche

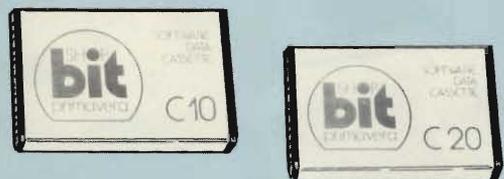
Velocità di stampa: max 55 linee/minuto
max 125

Tipo di stampa: unidirezionale a matrice
di punti 5 x 7

TC/6080-00

MICROPROCESSORI E INTEGRATI BLISTERATI

Con questa serie di integrati si vuole fornire all'hobbysta ed all'appassionato di computer quei componenti di non facile reperibilità sul mercato, che costituiscono il cuore dei più moderni e diffusi sistemi a microcomputer.
Sono stati presi in considerazione i microprocessori 6502, 8080 e Z80 con i relativi integrati di periferia.
A completamento della gamma, vengono fornite memorie RAM dinamiche 4116 e statiche 2114. Inoltre vi sono le memorie EPROM 2708 e 2716.
Tutti gli integrati vengono forniti su supporto antistatico, per garantirne l'affidabilità.

6502A	TC/6751-01	L. 15.200
6520	TC/6753-00	L. 10.850
6522	TC/6755-00	L. 16.950
6532	TC/6757-00	L. 20.450
8080A	TC/6760-01	L. 12.100
8255A	TC/6762-01	L. 12.100
8253	TC/6765-00	L. 21.300
8224	TC/6767-00	L. 5.150
2 X 4116	TC/6769-02	L. 12.450
8 X 4116	TC/6769-08	L. 43.000
2708	TC/6771-00	L. 8.600
2716	TC/6773-00	L. 13.800
Z80 CPUB1	TC/6775-00	L. 12.600
Z80A CPUB1	TC/6775-01	L. 16.500
Z80 CTC	TC/6777-00	L. 10.350
Z80A CTCB1	TC/6777-01	L. 11.200
Z80 PIOB1	TC/6779-00	L. 10.450
Z80A PIOB1	TC/6779-01	L. 12.100
2 x 2114	TC/0082-00	L. 17.000

CASSETTE "BIT-SHOP PRIMAVERA"

Queste cassette sono state appositamente realizzate per poter fornire all'utente un supporto magnetico adeguato, per la registrazione di programmi e dati sui normali registratori audio.

C-10 TC/9500-00 L. 2.250
C-20 TC/9505-00 L. 2.500

MATERIALI PER PULIZIA BLISTERATI

Tutti questi articoli sono stati appositamente studiati per la pulizia del microcomputer, ed assicurano una perfetta conservazione degli apparecchi.

Confezione con 5 panni imbevuti di soluzione antistatica
TC/6700-00 L. 3.400

Spray di schiuma antistatica
TC/6703-00 L. 7.400

1 scatola di fazzoletti speciali
TC/6706-00 L. 9.600

Confezione con 2 panni in cotone
TC/6709-00 L. 3.200

2 ANNI DI GARANZIA

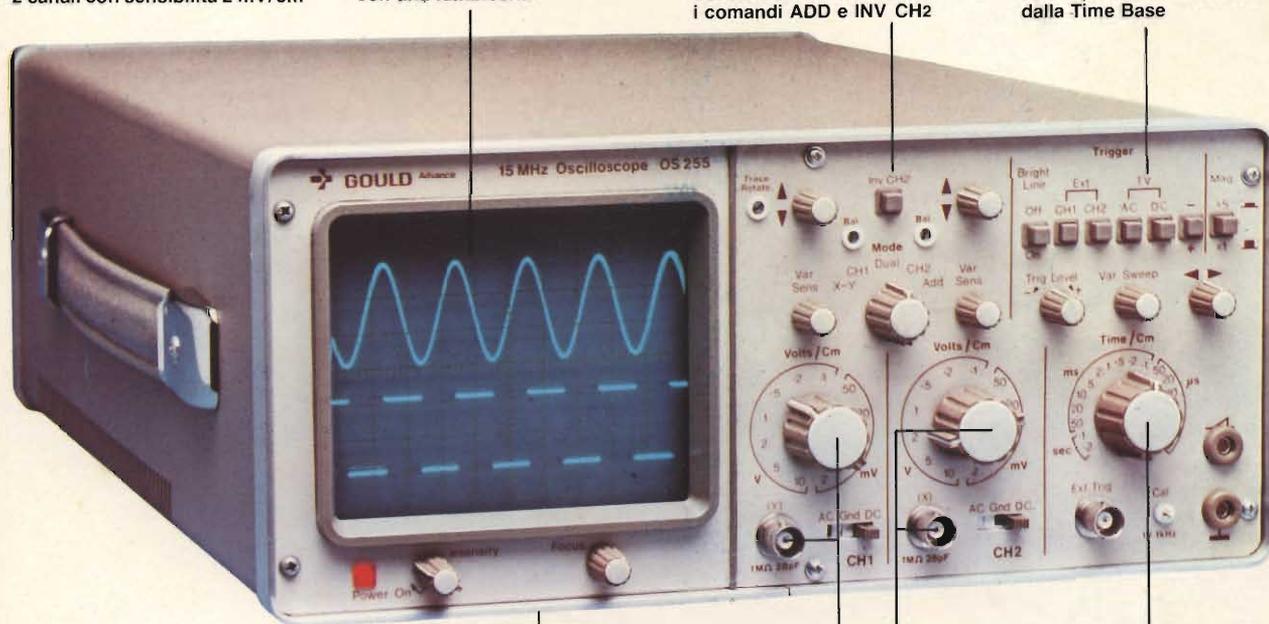
BEST SELLER DEGLI OSCILLOSCOPI DA 15 MHz

MOD. OS255

banda passante DC - 15 MHz
2 canali con sensibilità 2 mV/cm

schermo rettangolare 8x10 cm
con alta luminosità.

somma e differenza algebrica
dei canali 1 e 2 mediante
i comandi ADD e INV CH2

Sincronismo TV automatico
con separatore comandato
dalla Time Base

leggero (6 Kg) e
compatto (14x30x46 cm)

2 canali d'ingresso con
sensibilità da 2 mV/cm
a 25 V/cm in 12 portate

base dei tempi variabile
con continuità da
100 ns/cm a 0,5 sec/cm

Negli oscilloscopi della GOULD, una delle più grandi società americane nel campo degli strumenti elettronici di misura, si combinano perfettamente l'alta qualità ed il giusto prezzo.
Il modello OS255, best seller degli oscilloscopi da 15 MHz, rappresenta ormai per migliaia di utilizzatori la soluzione ideale nelle più svariate applicazioni, grazie alla sua elevata sensibilità di 2 mV/cm, all'alta luminosità e alla portatilità.
A prova della tipica qualità ed affidabilità che li contraddistingue, tutti gli oscilloscopi GOULD godono di due anni di garanzia.

OS255	15 MHz - 2 canali - 8x10 cm 2 mV/cm - sinc. TV - X-Y
OS1200	25 MHz - 2 canali - 2 mV/cm linea di ritardo - X-Y
OS1100A	30 MHz - 2 canali - 1 mV/cm trigger delay - single sweep
OS3000A	40 MHz - 2 canali - 5 mV/cm 2 basi dei tempi - X-Y
OS3350	40 MHz - 2 canali TV Monitor 5 mV/cm - 16 KV EHT
OS3500	60 MHz - 2 canali - 2 mV/cm trigger view - 2 basi dei tempi
OS3600	100 MHz - 2 canali - 2 mV/cm trigger view - 2 basi dei tempi
OS4000	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - sampling rate 550 ns
OS4100	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - 1 µs - 100 µV/cm

Tutti i modelli hanno consegna pronta

una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettronucleonica s.p.a.

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via Magni, 71 - tel. (06) 51.39.455

elettro nucleonica S.p.A. SE 10/81

Desidero

☐ maggiori informazioni su gli Oscilloscopi Gould modello ....

☐ avere una dimostrazione degli Oscilloscopi Gould modello ....

Nome e Cognome ....

Ditta o Ente ....

Indirizzo ....

BIT SHOP PRIMAVERA

LA PRIMA ORGANIZZAZIONE ITALIANA DI DISTRIBUZIONE DI INFORMATICA

Per informazioni rivolgersi presso: Bit Shop Primavera Galleria Manzoni-MILANO-